

Kompensation diskreter Drehschwingungen bei Bogenoffsetdruckmaschinen



Vom Fachbereich
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Matthias Nöll

geboren am 21. Juni 1966 in Darmstadt

Referent: Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler
1. Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Rolf Isermann
2. Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Edgar Dörsam
Tag der Einreichung: 9. Oktober 2003
Tag der mündlichen Prüfung: 15. November 2004

D 17
Darmstädter Dissertation
Darmstadt 2004

Gewidmet meiner Frau

Annette

und unseren Kindern

Maja, Angela und Hendrik

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur in der Vorentwicklung der Heidelberger Druckmaschinen AG in Heidelberg. Im Rahmen eines antriebstechnischen Projekts bestand die Aufgabe, die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe in einer Druckmaschine zu verbessern. Eine Analyse offenbarte als primäre Ursache ungenügender Wiederholgenauigkeit Schwingungen nichtganzzahliger Ordnung und führte zum neuen Lösungsansatz der gezielten Kompensation nur dieser Ordnungen in einem Signal, in dem ganze Ordnungen dominieren. Zwei Verfahren zur Umsetzung dieses ungewöhnlichen Ansatzes werden hier vorgestellt und an Hand von Versuchsergebnissen verglichen. Da solche Versuche an einer etwa fünfzehn Meter langen Bogenoffsetdruckmaschine mit großem Aufwand verbunden sind, stellen diese Ergebnisse einen wertvollen Teil der Arbeit dar, die so wohl nur bei einem Unternehmen der Industrie realisierbar war.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler danke ich allen voran für sein Interesse am Thema der Arbeit, die Betreuung der Promotion und die zahlreichen Anregungen. Seine Vorschläge in allen Phasen der Promotion prägten den Verlauf der Untersuchungen und die Darstellung des Themas sehr positiv.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Rolf Isermann bedanke ich mich für sein Interesse an der Arbeit, die Übernahme des Korreferats und seine wertvollen Hinweise.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Edgar Dörsam danke ich für sein Interesse und seine Bereitschaft, als Fachmann für Druckmaschinen ein Korreferat zu erstellen.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr.-Ing. Klaus Spiegel vom Vorstand der Heidelberger Druckmaschinen AG, dessen Unterstützung diese Arbeit möglich machte.

Herrn Dr.-Ing. Bertold Grützmaker, dem Leiter der Vorentwicklung der Heidelberger Druckmaschinen AG, möchte ich für sein Interesse an der Realisierung dieser Arbeit und seinen Einsatz bei der Lösung von Problemen danken.

Dankbar bin ich auch meinem Kollegen Dr. Stefan Maier, der in zahlreichen fachlichen Gesprächen ein wichtiger Diskussionspartner war und mir während der Versuche eine Fokussierung auf technische Inhalte ermöglichte.

Schließlich danke ich ganz herzlich meiner Frau Annette und unseren Kindern Maja, Angela und Hendrik für ihre Geduld während der Anfertigung dieser Arbeit.

Weiterstadt, im Oktober 2003

Matthias Nöll

Zusammenfassung

Bei einer typischen Bogenoffsetdruckmaschine werden einzelne Druckbogen mit Papierführungszyklindern durch die Maschine transportiert und dazu an ihrer Vorderkante durch Greifer gehalten. Da bereits geringe Schwankungen des Relativwinkels aufeinanderfolgender Papierführungszyklinder bei den Bogenübergaben zwischen diesen Zylindern die Druckqualität beeinträchtigen können, ist eine hohe Wiederholgenauigkeit erforderlich. Konventionelle Bogendruckmaschinen weisen zu diesem Zweck eine mechanische Kopplung aller Zylinder auf, die bei langen Maschinen jedoch zu Schwingungsproblemen führt.

Diese kann ein alternatives Antriebskonzept mit einzeln angetriebenen Druckwerksgruppen vermeiden, das allerdings eine genaue Synchronisation der Gruppen voraussetzt. Die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe zwischen den Druckwerksgruppen wird dabei vor allem durch systematische Störungen in Form von Schwingungen nichtganzzahliger Ordnung beeinträchtigt, deren Kompensation Thema dieser Arbeit ist. Da im Anregungsspektrum einer Bogendruckmaschine ganze Ordnungen dominieren, ist die gezielte Kompensation nur der nichtganzzahligen Ordnungen eine ungewöhnliche regelungstechnische Aufgabe.

Zu deren Lösung werden zwei alternative Kompensationsverfahren vorgestellt und verglichen: Die *Diskrete Schwingungskompensation* ist eine adaptive Steuerung, welche die Kompensationsparameter als Ergebnis expliziter Schwingungsmessungen iterativ aktualisiert. Mit Maßnahmen der Messfehlerreduktion ermöglicht sie eine unabhängige Kompensation auch dicht benachbarter Ordnungen. Die *Schwingungskompensation mit internem Modell* basiert auf dem Inneren-Modell-Prinzip und erreicht mit Zustandswiederherstellung und gesteuertem Einschwingvorgang eine vergleichbare Leistungsfähigkeit. Experimentelle Ergebnisse bestätigen die Erfüllung der Anforderungen an Genauigkeit und Einschwingzeit mit beiden Verfahren.

Abstract

In a typical sheet-fed offset press, individual sheets are transported through the press by paper guide cylinders while they are held at their front edge by grippers. Since already small variations in the relative angle of successive paper guide cylinders at the sheet transfers between these cylinders can impair the printing quality, high repetition accuracy is necessary. Because in conventional sheet-fed presses this is reached by a mechanical coupling of all cylinders, long presses exhibit problems due to oscillations.

These can be avoided by an alternative drive concept with separately driven printing groups, which however need to be synchronized accurately. The repetition accuracy of the sheet transfer between the printing groups is mainly impaired by systematic disturbances in form of oscillations of non-integer orders, the compensation of which is the subject of this thesis. Because the excitation spectrum of a sheet-fed press is dominated by integer orders, the specific compensation of only the non-integer orders is an unusual type of control problem.

For its solution, two alternative methods of compensation are presented and compared. The first one is an adaptive control, which updates the compensation parameters iteratively utilizing explicit oscillation measurements. With means of measuring error reduction, it allows the independent compensation for even closely neighboring orders. The second one is based on the *Internal Model Principle* and achieves a comparable efficiency utilizing state restoring and transient steering. Experimental results confirm a sufficient accuracy and transient period using either of these methods.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	I
Abbildungsverzeichnis	III
Tabellenverzeichnis.....	V
Symbolverzeichnis	VI
1 Einleitung.....	1
1.1 Drehschwingungen in Bogenoffsetdruckmaschinen	1
1.2 Bogenoffsetdruckmaschinen mit Einzelantrieben.....	5
1.3 Motivation des Kompensationsprinzips	8
1.4 Festlegung des Prozesses	10
1.5 Anforderungen an die Schwingungskompensation.....	16
1.6 Verfahren zur Schwingungskompensation.....	17
1.6.1 Passive Schwingungskompensation	17
1.6.2 Störgrößenaufschaltung	17
1.6.3 Regelungen zur Schwingungskompensation	18
1.6.3.1 Übersicht der Regelalgorithmen	18
1.6.3.2 Lernende Regelungen mit internem Modell	21
1.6.3.3 Adaptive Steuerungen.....	23
1.6.3.4 Defizite und Nova.....	26
1.7 Weiterer Aufbau der Arbeit	27
2 Diskrete Schwingungskompensation (DSK)	28
2.1 Überblick.....	28
2.2 Gesteuerte DSK.....	29
2.3 Geregelte DSK	31
2.4 Adaptive DSK.....	34
2.5 Konvergenz der geregelten DSK.....	36
2.6 Vergleich der DSK-Varianten	38
2.7 Kombination der DSK-Varianten	39
2.8 Zusammenfassung.....	41
3 Schwingungsmessung.....	42
3.1 Messprinzip	42
3.2 Berechnung des Messfehlers.....	43
3.3 Maßnahmen zur Fehlerreduktion	45
3.3.1 Messung über große Winkel	45
3.3.2 Messung über ganze Kompensationsordnungsperioden.....	45
3.3.3 Messung über ganze Grundschwingungsperioden.....	46
3.3.4 Messung über ganze Schwebungsperioden	48
3.3.5 Periodische Subtraktion	50
3.3.6 Fehlerkorrektur	54
3.4 Skalierung der Messung	56
3.5 Steuerung des Messintervalls	57
3.6 Wahl der Zeitparameter.....	59
3.7 Zusammenfassung.....	62
4 Schwingungskompensation mit internem Modell	63
4.1 Beschreibung des Verfahrens	63
4.2 Konvergenz der Kompensation.....	66
4.3 Realisierungsaspekte	69
4.4 Wahl des Verstärkungsfaktors	72
4.5 Vermeidung des Einschwingvorgangs	74
4.6 Beschleunigung des Einschwingvorgangs	75
4.7 Zusammenfassung.....	79

5	Experimentelle Prozessanalyse.....	80
5.1	Motivation.....	80
5.2	Frequenzgang.....	80
5.2.1	Einfluss der Maschinenerwärmung.....	80
5.2.2	Einfluss der Maschinengeschwindigkeit.....	82
5.2.3	Einfluss des Maschinenzustands.....	83
5.2.4	Folgerungen für die Kompensation.....	84
5.3	Linearität.....	84
5.3.1	Einfluss der Kompensationsamplitude.....	84
5.3.2	Wechselwirkungen.....	86
5.4	Einschwingzeit.....	87
5.5	Zusammenfassung.....	88
6	Versuchsergebnisse.....	89
6.1	Überblick.....	89
6.2	Stationäre Genauigkeit.....	89
6.2.1	Ziele.....	89
6.2.2	Diskrete Schwingungskompensation.....	90
6.2.3	Schwingungskompensation mit internem Modell.....	92
6.2.4	Druckergebnisse.....	93
6.3	Einschwingverhalten.....	98
6.3.1	Ziele.....	98
6.3.2	Diskrete Schwingungskompensation.....	98
6.3.3	Schwingungskompensation mit internem Modell.....	101
6.4	Vergleich der Kompensationsverfahren.....	105
6.4.1	Kompensationsergebnisse.....	105
6.4.2	Rechenzeitbedarf.....	105
6.4.3	Weitere Aspekte.....	107
7	Zusammenfassung und Ausblick.....	108
	Anhang.....	110
A	Grundlagen.....	110
A.1	Schwingungen.....	110
A.2	Komplexe Repräsentation von Schwingungen.....	111
A.3	Zeigerdiagramm.....	112
A.4	Überlagerung von Schwingungen.....	112
A.5	Linearität.....	114
B	Herleitungen.....	116
B.1	Übertragungsfunktion des AFC-Algorithmus.....	116
B.2	Regler der DSK.....	117
B.3	Konvergenzfaktor der DSK.....	118
B.4	Schwingungsmessung bei zeitkontinuierlichen Signalen.....	119
B.4.1	Schwingungsmessung mit harmonischer Analyse nach Fourier.....	119
B.4.2	Schwingungsmessung mit orthogonaler Korrelation.....	121
B.5	Schwingungsmessung bei zeitdiskreten Signalen.....	123
	Literaturverzeichnis.....	124
	Lebenslauf.....	130
	Index.....	131

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1: Druckwerke	1
Abb. 1.2: Bogenoffsetdruckmaschine in Reihenbauweise	1
Abb. 1.3: Wiederholgenaue Bogenübergabe	3
Abb. 1.4: Schwankungen bei der Bogenübergabe	3
Abb. 1.5: Bogenoffsetdruckmaschine mit einzeln angetriebenen Druckwerksgruppen	5
Abb. 1.6: Prinzip der Kaskadenregelung	6
Abb. 1.7: Regler der Maschinenregelung	6
Abb. 1.8: Torsionsschwingermodell der Maschine mit Motoren	6
Abb. 1.9: Differenzweg d	8
Abb. 1.10: Zylinderpasser	8
Abb. 1.11: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d	9
Abb. 1.12: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen	9
Abb. 1.13: Differenzweg d nach rechnerischer Elimination der vier störendsten Ordnungen	10
Abb. 1.14: Zylinderpasser nach rechnerischer Elimination der vier störendsten Ordnungen	10
Abb. 1.15: Bogenoffsetdruckmaschine mit Einzelantrieb und Schwingungskompensation	11
Abb. 1.16: Prozess mit Störgröße v aus Sicht der Kompensation	12
Abb. 1.17: Zeitdiskretes Modell des Prozesses mit Störgröße v	12
Abb. 1.18: Frequenzspektrum des Differenzwegs d	13
Abb. 1.19: Wasserfalldiagramm des Differenzwegs d	13
Abb. 1.20: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d	13
Abb. 1.21: Ordnungsdigramm des Differenzwegs d	13
Abb. 1.22: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen	14
Abb. 1.23: Ordnungsdigramm des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen	14
Abb. 1.24: Ordnungsdigramm des Positionsfehlers d_3 ohne ganze Ordnungen	15
Abb. 1.25: Ordnungsdigramm des Positionsfehlers d_4 ohne ganze Ordnungen	15
Abb. 1.26: Modell einer Regelung zur Schwingungskompensation	18
Abb. 1.27: Regelkreis bei Kompensation mit positiv rückgekoppeltem Totzeitglied	21
Abb. 1.28: Regelkreis beim Q-Filter-Algorithmus	22
Abb. 1.29: Adaptive Steuerung mit Basisfunktionen $\phi_i(t)$	23
Abb. 1.30: Modell des AFC-Algorithmus mit sinusförmigen Regressoren	24
Abb. 2.1: Modell der gesteuerten DSK für Ordnung r_i	29
Abb. 2.2: Unterschiedliche Stellungen der Anregungsachse bei gleichem Maschinenwinkel für $r_i = 35/11$	31
Abb. 2.3: Modell der geregelten DSK für Ordnung r_i	32
Abb. 2.4: Zeitablauf der geregelten DSK	32
Abb. 2.5: Zeigerdiagramme der geregelten DSK für die Regelungsschritte ℓ und $\ell + 1$	33
Abb. 2.6: Zeigerdiagramm der Identifikation aus den Regelungsschritten $\ell - 1$ und ℓ	34
Abb. 2.7: Schnelle Konvergenz der DSK	38
Abb. 2.8: Langsame Konvergenz der DSK	38
Abb. 2.9: Grenzstabilität der DSK	38
Abb. 2.10: Instabilität der DSK	38
Abb. 2.11: Wirkung der gesteuerten DSK auf das Ordnungsdigramm des Differenzwegs d	40
Abb. 2.12: Wirkung der gesteuerten DSK auf die Amplitude der Ordnungen 0,5 und 3,18	41
Abb. 3.1: Ordnungsspektrum des Messsignals	44
Abb. 3.2: Gemessene Amplitude der Ordnung 3,18	44
Abb. 3.3: Fehler bei Messung der Ordnung 3,18	44
Abb. 3.4: Reduzierter Fehler bei Messung der Ordnung 3,18 über große Winkel	44
Abb. 3.5: Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Kompensationsordnungsperioden	46
Abb. 3.6: Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Grundschiebungsperioden	48
Abb. 3.7: Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Schwebungsperioden	49
Abb. 3.8: Berechnung des Signals $y_M(\varphi_M)$	51
Abb. 3.9: Berechnung des Signals $y_S(\varphi_M(k))$	51
Abb. 3.10: Zeitverlauf und Ordnungsspektrum des Differenzwegs d	51
Abb. 3.11: Periodische Subtraktion nach Messung über eine Umdrehung	52
Abb. 3.12: Periodische Subtraktion nach Messung über 2 Umdrehungen	52
Abb. 3.13: Periodische Subtraktion nach Messung über 22 Umdrehungen	52
Abb. 3.14: Messfehler der Ordnungen 3,18 und 6,36 bei periodischer Subtraktion	53
Abb. 3.15: Wirkung der periodischen Subtraktion auf den Messfehler der Ordnung 6,36	53
Abb. 3.16: Gemessene Amplitude und Messfehler mit Fehlerkorrektur	55
Abb. 3.17: Schwingungsmessung mit Maßnahmen zur Fehlerreduktion	56
Abb. 3.18: DSK der Ordnung 0,5 mit $\Delta T_M = 0,6$ s und $\Delta T_M = 5$ s ($T_{Mmin} = 0$ s, $T_{Mmax} = 30$ s)	60
Abb. 3.19: DSK der Ordnung 0,5 mit $T_{Mmax} = 5$ s und $T_{Mmax} = 30$ s ($T_{Mmin} = 0$ s, $\Delta T_M = 5$ s)	60
Abb. 3.20: DSK der Ordnung 3,16 mit $T_{Mmax} = 30$ s und $T_{Mmax} = 120$ s ($T_{Mmin} = \Delta T_M = 5$ s)	61

Abb. 4.1: Linearer Regelkreis der Schwingungskompensation mit internem Modell	63
Abb. 4.2: Kompensation mehrerer Frequenzen.....	65
Abb. 4.3: Ausschnitt aus der Wurzelortskurve.....	66
Abb. 4.4: Einfluss des Verstärkungsfaktors der SKIM auf den Differenzweg d	73
Abb. 4.5: Einfluss des Verstärkungsfaktors der SKIM auf den Einschwingvorgang der Kompensation	73
Abb. 4.6: Einschwingvorgänge der SKIM bei Zustandswiederherstellung.....	74
Abb. 4.7: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 25$	75
Abb. 4.8: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 625$	75
Abb. 4.9: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 625$ und periodischer Subtraktion.....	76
Abb. 4.10: Gesteuerter Einschwingvorgang der Kompensation von Ordnung 0,5.....	76
Abb. 4.11: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\varphi = 25$	77
Abb. 4.12: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\varphi = 25$ und periodischer Subtraktion.....	77
Abb. 4.13: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\varphi = 625$	77
Abb. 4.14: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\varphi = 625$ und periodischer Subtraktion.....	78
Abb. 4.15: Gesteuerter Einschwingvorgang der Kompensation von Ordnung 3,18.....	78
Abb. 4.16: Verlauf des Verstärkungsfaktors K_φ beim gesteuerten Einschwingvorgang.....	78
Abb. 5.1: Frequenzgang des Referenzprozesses	81
Abb. 5.2: Einfluss der Maschinenerwärmung auf den Frequenzgang des Referenzprozesses	81
Abb. 5.3: Prozessparameter im Zeitverlauf der Maschinenerwärmung für die Ordnungen 0,5 und 3,18	81
Abb. 5.4: Frequenzgang bei 12 000 D/h und 15 000 D/h	82
Abb. 5.5: Einfluss der Maschinengeschwindigkeit auf den Frequenzgang	82
Abb. 5.6: Einfluss der Druckanstellung auf den Frequenzgang	83
Abb. 5.7: Einfluss von Walzenfett auf den Frequenzgang	83
Abb. 5.8: Prozessparameter im Zeitverlauf bei Maschinenerwärmung nach Auftragung von Walzenfett.....	84
Abb. 5.9: Prozessparameter in Abhängigkeit der Amplitude u_{oi} bei den Ordnungen 0,5 und 3,18.....	85
Abb. 5.10: Prozessparameter in Abhängigkeit der Amplitude u_{oi} bei Ordnung 6,36	85
Abb. 5.11: Wirkung einer Kompensationsschwingung der Ordnung 1,75 auf den Differenzweg d	86
Abb. 5.12: Differenzweg d bei größerer Kompensationsamplitude der Ordnung 1,75.....	86
Abb. 5.13: Wirkung der DSK der Ordnung 4	87
Abb. 5.14: Prozessantwort auf einen Stromsollwertsprung an Motor 3	87
Abb. 5.15: Prozessantwort auf die Kompensation der Ordnung 0,5 ab $t = 0$ s.....	88
Abb. 6.1: Wirkung der DSK auf das Ordnungsspektrum des Differenzwegs d	90
Abb. 6.2: Wirkung der DSK auf die komplexen Amplituden der Kompensationsordnungen.....	90
Abb. 6.3: Wirkung der DSK auf den Differenzweg d	91
Abb. 6.4: Wirkung der DSK auf den Zylinderpasser	91
Abb. 6.5: Wirkung der DSK auf das Ordnungsdigramm des Differenzwegs d	91
Abb. 6.6: Wirkung der SKIM auf das Ordnungsdigramm des Differenzwegs d	92
Abb. 6.7: Wirkung der SKIM auf das Ordnungsspektrum des Differenzwegs d	92
Abb. 6.8: Wirkung der SKIM auf den Differenzweg d	93
Abb. 6.9: Wirkung der SKIM auf den Zylinderpasser	93
Abb. 6.10: Passer ohne Kompensation bei 12 000 D/h.....	94
Abb. 6.11: Differenzweg d ohne Kompensation beim Drucken mit 12 000 D/h	95
Abb. 6.12: Passer mit DSK bei 12 000 D/h	96
Abb. 6.13: Passer mit SKIM bei 12 000 D/h	96
Abb. 6.14: Passer ohne Kompensation bei 5 000 D/h.....	96
Abb. 6.15: Passer mit SKIM bei 5 000 D/h	97
Abb. 6.16: Passer ohne Kompensation bei 9 100 D/h.....	97
Abb. 6.17: Passer mit SKIM bei 9 100 D/h	97
Abb. 6.18: Zylinderpasser ohne Kompensation	99
Abb. 6.19: Zylinderpasser bei DSK stationär	99
Abb. 6.20: Zylinderpasser beim DSK-Einschwingvorgang ohne Zustandswiederherstellung	100
Abb. 6.21: Passerstandardabweichung beim DSK-Einschwingvorgang	100
Abb. 6.22: Zylinderpasser beim DSK-Einschwingvorgang mit Zustandswiederherstellung.....	101
Abb. 6.23: Zylinderpasser ohne Kompensation	101
Abb. 6.24: Zylinderpasser bei SKIM stationär	102
Abb. 6.25: Zylinderpasser beim SKIM-Einschwingvorgang ohne Zustandswiederherstellung	102
Abb. 6.26: Passerstandardabweichung beim SKIM-Einschwingvorgang ohne Zustandswiederherstellung	102
Abb. 6.27: Zylinderpasser beim gesteuerten SKIM-Einschwingvorgang	103
Abb. 6.28: Passerstandardabweichung beim gesteuerten SKIM-Einschwingvorgang	103
Abb. 6.29: Zylinderpasser beim SKIM-Einschwingvorgang mit Zustandswiederherstellung.....	104
Abb. 6.30: Passerstandardabweichung beim SKIM-Einschwingvorgang mit Zustandswiederherstellung.....	104
Abb. 6.31: Vergleich des Differenzwegs d bei DSK und SKIM.....	105
Abb. A.1: Zeigerdiagramme der Schwingung $y_i(\varphi)$ für verschiedene Winkel φ	112
Abb. A.2: Addition der komplexen Amplituden	113
Abb. A.3: Asymptotisch stabiles zeitinvariantes lineares System mit einem Eingang und einem Ausgang.....	114

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1.1: Nichtganzzahlige Ordnungen großer Anregung in der Versuchsmaschine	14
Tabelle 1.2: Einstellungen des Referenzprozesses.....	15
Tabelle 1.3: Anforderungen an die Schwingungskompensation	17
Tabelle 1.4: Vergleich der Regelungen zur Schwingungskompensation	26
Tabelle 2.1: Vergleich der DSK-Varianten.....	39
Tabelle 2.2: Geschwindigkeitsunabhängige Kompensationsparameter.....	40
Tabelle 3.1: Parametrierung der Schwingungsmessung.....	59
Tabelle 6.1: Kompensationsordnungen bei der SKIM.....	92

Symbolverzeichnis

Allgemeine Notationskonventionen

- Amplituden und komplexe Amplituden sind durch den Index o gekennzeichnet, z. B. y_o .
- Mit Ausnahme der imaginären Einheit j sind komplexe Größen fett gedruckt, z. B. \mathbf{y}_o .
- Mess- und Schätzwerte sind mit Dach dargestellt, z. B. $\hat{\mathbf{y}}_o$.

Bezugswinkel

φ	Leitwinkel für die Kompensation, $\varphi \in \mathbb{R}$
φ_0, φ_1	Integrationsgrenzen der Schwingungsmessung, $\varphi_0 < \varphi_1$
φ_M	Maschinenwinkel, $\varphi_M \in (-180^\circ, +180^\circ]$
φ_{Soll}	Winkelsollwert der Zylinder 3 und 4, $\varphi_{\text{Soll}} \in \mathbb{R}$
$\varphi_{\bar{U}}$	Maschinenwinkel der Bogenübergabe
φ_{Zn}	Winkelstwert des Zylinders $n \in \{1, 2, 3, 4\}$, $\varphi_{Zn} \in \mathbb{R}$
φ_r	Referenzwinkel für die Phase einer Schwingung der Ordnung r , $\varphi_r \in \mathbb{R}$
φ_{r0}	Referenzwinkel der Zustandsspeicherung bei SKIM, $\varphi_{r0} \in \mathbb{R}$
φ_{r360}	Referenzwinkel φ_r gemäß Gleichung (4.52) abgebildet auf $\varphi_{r360} \in (-180^\circ, +180^\circ]$

Frequenzen und Ordnungen

f	Frequenz einer harmonischen Schwingung
f_0	Druckfrequenz und Rotationsfrequenz der Plattenzylinder
f_K	Kompensationsfrequenz
r	Ordnung einer harmonischen Schwingung
ω	Kreisfrequenz oder Winkelgeschwindigkeit
ω_K	Kompensationskreisfrequenz
ω_K^G	Kompensationskreisfrequenz, ab der $\varphi_H = -90^\circ$ beträgt
ω_{Soll}	Winkelgeschwindigkeitssollwert

Mathematische Funktionen

$E\{\}$	Erwartungswert
$\text{KGV}()$	Kleinstes gemeinsames Vielfaches
$\arg()$	Argument einer komplexen Zahl gemäß Gleichung (A.32)
$\arctan()$	Arkustangensfunktion
$\text{ceil}()$	Aufrundung: $\text{ceil}(x)$ rundet auf die nächste ganze Zahl größer oder gleich x
$\text{floor}()$	Abrundung: $\text{floor}(x)$ rundet auf die nächste ganze Zahl kleiner oder gleich x
$\max()$	Maximum
$\min()$	Minimum
$\text{mod}()$	Modulus gemäß Gleichung (3.34)
$\text{round}()$	Rundung auf die nächste ganze Zahl
$\phi_{hx}()$	Kreuzkorrelationsfunktion zwischen h und x

Mathematische Konstanten

e	Eulersche Zahl $e = \lim_{n \rightarrow \infty} (1 + \frac{1}{n})^n \approx 2,718281828$
j	Imaginäre Einheit, für die gilt $j^2 = -1$
π	Kreiszahl $\pi = \frac{\text{Kreisumfang}}{\text{Durchmesser}} \approx 3,141592653$

Regelparameter

K_H	Verstärkungsfaktor des Kompensators der Ordnung r
K_φ	Verstärkungsfaktor der Kompensatoren für $\omega_K < \omega_K^G$
K_ω	Verstärkungsfaktor der Kompensatoren für $\omega_K \geq \omega_K^G$
K_1	Verstärkungsfaktor des Winkelreglers
K_2	Verstärkungsfaktor des Drehzahlreglers
T_I	Nachstellzeit
φ_H	Phasenparameter des Kompensators der Ordnung r

Schwingungen und Schwingungsparameter

u_i	Harmonische Schwingung der Ordnung r_i in der Stellgröße u
\mathbf{u}_i	Komplexe Schwingung u_i
\mathbf{u}_{oi}	Komplexe Amplitude der Schwingung u_i
u_{oi}, α_{ui}	Amplitude und Nullphasenwinkel der Schwingung u_i
v_i	Harmonische Schwingung der Ordnung r_i in der Störgröße v
\mathbf{v}_i	Komplexe Schwingung v_i
\mathbf{v}_{oi}	Komplexe Amplitude der Schwingung v_i
v_{oi}, α_{vi}	Amplitude und Nullphasenwinkel der Schwingung v_i
y_i	Harmonische Schwingung der Ordnung r_i in Regelgröße y oder Messsignal x
\hat{y}_i	Schwingung mit gemessenen Parametern \hat{y}_{oi} und $\hat{\alpha}_{yi}$
\mathbf{y}_i	Komplexe Schwingung y_i
\mathbf{y}_{oi}	Komplexe Amplitude der Schwingung y_i
\mathbf{y}_{oi}^*	Konjugiert komplexe Amplitude der Schwingung y_i
$\hat{\mathbf{y}}_{oi}$	Messwert der komplexen Amplitude \mathbf{y}_{oi}
$\hat{\mathbf{y}}_{oi}^K$	Korrigierter Messwert der komplexen Amplitude \mathbf{y}_{oi}
y_{oi}, α_{yi}	Amplitude und Nullphasenwinkel der Schwingung y_i
$\hat{y}_{oi}, \hat{\alpha}_{yi}$	Messwerte von Amplitude y_{oi} und Nullphasenwinkel α_{yi}
y_{ai}, y_{bi}	Fourier-Koeffizienten der Schwingung y_i

Signale

d	Differenzweg $R(\varphi_{Z3} - \varphi_{Z4})$ am Umfang der getrennten Zylinder
d_3	Positionsfehler $R(\varphi_{Z3} - \varphi_{\text{Soll}})$ am Umfang des Zylinders 3
d_4	Positionsfehler $R(\varphi_{Z4} - \varphi_{\text{Soll}})$ am Umfang des Zylinders 4
e	Regeldifferenz
e_φ	Regeldifferenz des Winkelreglers
e_ω	Regeldifferenz des Drehzahlreglers
u	Stellgröße
u_{Mn}	Sollstrom des Motors $n \in \{1, 2, 3, 4\}$
u_{Zn}	Gespeicherter Zustand $n \in \{0, 1, 2\}$ bei SKIM
v	Störgröße, am Ausgang des Prozesses angreifend modelliert
v'	Störgröße, am Eingang des Prozesses angreifend modelliert
\hat{v}'	Schätzung der Störgröße v'
w	Führungsgröße
x	Messsignal
y	Regelgröße
$y_M(\varphi_{Mi})$	An Stützstellen φ_{Mi} des Maschinenwinkels gemessene Regelgröße
y_S	Subtraktionssignal

Übertragungsverhalten des Prozesses

$G_p(j\omega)$	Frequenzgang des Prozesses
$\hat{G}_p(j\omega)$	Gemessener Frequenzgang des Prozesses
$G_p(s)$	Übertragungsfunktion des Prozesses für kontinuierliche Signale
\hat{G}_p	Messwert des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationskreisfrequenz ω_K
$G_{\hat{p}_i}(z)$	z -Übertragungsfunktion der Strecke mit Schwingungsgenerierung und -messung
K_p	Amplitudenverhältnis des Prozesses für Kompensationsordnung r
\hat{K}_p	Messwert des Amplitudenverhältnisses K_p
φ_p	Phasenverschiebung des Prozesses für Kompensationsordnung r
$\hat{\varphi}_p$	Messwert der Phasenverschiebung φ_p

Übertragungsverhalten des Reglers

$G_H(s)$	Laplace-Transformierte einer harmonischen Schwingung
$G_K(s)$	Laplace-Transformierte einer Kosinusschwingung
$G_K(z)$	z -Transformierte einer Kosinusschwingung
$G_Q(z)$	Internes Modell des Q-Filter-Algorithmus
$G_R(s)$	Übertragungsfunktion des Reglers für kontinuierliche Signale
$G_R(z)$	z -Übertragungsfunktion des Reglers

$G_S(s)$	Laplace-Transformierte einer Sinusschwingung
$G_S(z)$	z -Transformierte einer Sinusschwingung
$G_T(s)$	Internes Modell mit positiv rückgekoppeltem Totzeitglied
$G_V(z)$	z -Übertragungsfunktion des Vorfilters
$HG_K(z)$	z -Übertragungsfunktion $G_K(z)$ mit Halteglied nullter Ordnung
$HG_S(z)$	z -Übertragungsfunktion $G_S(z)$ mit Halteglied nullter Ordnung
$HG_{S0}(z)$	z -Übertragungsfunktion $HG_S(z)$ ohne statische Verstärkung
$g_H(t)$	Gewichtsfunktion zu $G_H(s)$

Weitere Formelzeichen

$A_0(s)$	Nennerpolynom der Übertragungsfunktion $G_0(s)$
$B_0(s)$	Zählerpolynom der Übertragungsfunktion $G_0(s)$
E	Betrag des relativen Identifikationsfehlers
E_{\max}	Maximal akzeptierter Betrag des relativen Identifikationsfehlers
$G_0(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises
$G_w(z)$	z -Führungsübertragungsfunktion
I_{\max}	Maximaler Motorstrom des Motors 3
J	Trägheitsmoment
M	Drehmoment
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen $\mathbb{N} = \{1, 2, \dots\}$
\mathbb{N}_0	Menge der nichtnegativen ganzen Zahlen $\mathbb{N}_0 = \{0, 1, 2, \dots\}$
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
R	Radius der einfachgroßen Papierführungszyylinder
R_2	Zweier-Rhythmus
T	Periodendauer
T_0	Abtastzeit
$T_{M\max}$	Maximale Messzeit der geregelten DSK
$T_{M\min}$	Minimale Messzeit der geregelten DSK
T_s	Periodendauer einer Schwebung
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen $\mathbb{Z} = \{\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$
ΔT_M	Messzeitverlängerung
$\Delta \varphi$	Winkelinkrement zwischen zwei Abtastzeitpunkten
Φ	Länge des Messintervalls
a_ν, b_ν	Fourier-Koeffizienten der Ordnung ν
b_1	Kompensator-Parameter für Kompensationsordnung r
c	Parameter

\mathbf{c}_ν	Komplexer Fourier-Koeffizient
\mathbf{d}	Komplexer Faktor im Messfehler-Term
\mathbf{e}_0	Regeldifferenz der DSK
\mathbf{f}	Komplexer Messfehler-Term
h	Referenzschwingung oder Hüllkurve
h_0	Anfangswert der Hüllkurve
i	Index
k	Diskrete Zeiteinheit t / T_0
ℓ	Regelungsschritt der DSK
l	Index oder ganze Zahl
m, n	Ganze Zahlen
p, q	Ganze Zahlen
$\mathbf{q}(z)$	z -Übertragungsfunktion des Q-Filters
s	Variable der Laplace-Transformation
t	Zeit
$t_{0,05}$	Einschwingzeit bis die Abweichung vom Endwert kleiner als 5 % der Anfangsabweichung bleibt
w_0	Sollwert der DSK
z	Variable der z -Transformation
γ	Parameter
δ	Winkelsollwertoffset
δ_0	Approximierter Abstand zwischen Reglerpol und resultierendem Pol
δ_e	Abklingkonstante
$\boldsymbol{\varepsilon}$	Komplexer Messfehler
ε_{\max}	Maximal auftretender Messfehlerbetrag
ζ	Differenzwinkel
θ	Parameter einer adaptiven Steuerung
κ	Konvergenzfaktor
ν	Index
ξ^2	Mittlerer quadratischer Fehler
ρ	Polstelle
σ	Stichprobenstandardabweichung gemäß Gleichung (1.6)
τ	Winkelverschiebung
ϕ	Basisfunktion
$\bar{\chi}$	Passerstichprobenmittelwert
χ_ν	ν -ter Passerstichprobenwert
ψ	Identifikationsschwelle

1 Einleitung

1.1 Drehschwingungen in Bogenoffsetdruckmaschinen

Bei Druckmaschinen sind hohe Genauigkeitsanforderungen einzuhalten, da das menschliche Auge bereits geringe Fehler im Druckbild erkennen kann. Mehrfarbige Drucke werden meistens aus vier gerasterten Teilbildern der Farben Cyan, Magenta, Gelb und Schwarz zusammengesetzt, mit denen der Bedruckstoff nacheinander bedruckt wird. Zur besseren optischen Wirkung werden die Drucke oft um spezielle Farbmischungen, sogenannte Sonderfarben, ergänzt.

Offsetdruck ist ein indirektes Flachdruckverfahren, bei dem im Unterschied zu Hochdruck- und Tiefdruckverfahren die Bildstellen, d. h. die druckenden Elemente, fast auf der gleichen Ebene der Druckform (Druckplatte) liegen wie Nichtbildstellen (TESCHNER, 1997). Der Nassoffsetdruck nutzt zur Übertragung der Bildinformation im Wesentlichen die unterschiedlichen polaren Eigenschaften des Feuchtmittels Wasser und der Druckfarbe. Die Nichtbildstellen sind hydrophil (wasserfreundlich), werden vom Wasser daher sehr gut benetzt und nehmen Druckfarbe weniger gut an. Die ölbasierte Druckfarbe benetzt dagegen die oleophilen (ölfreundlichen) Bildstellen besser.

Zur Benetzung der Nichtbildstellen versorgt beim Nassoffsetdruck häufig ein Feuchtwerk die auf den Plattenzylinder aufgespannte Druckplatte zunächst direkt mit Feuchtmittel (Abb. 1.1). Das Farbwerk führt dann der Druckplatte die Farbe zu, um die Bildstellen gleichmäßig einzufärben. Das Bild wird danach von der Druckplatte auf den Gummituchzylinder übertragen und von diesem dann unter Druck zwischen Gummituch- und Druckzylinder auf den Bedruckstoff, beim Offsetdruck in der Regel Papier oder Karton.

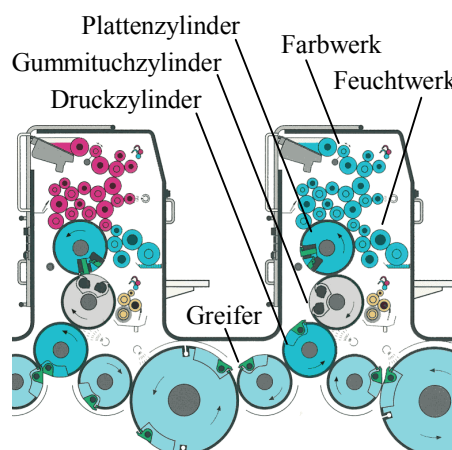


Abb. 1.1: Druckwerke

Dieser Druckprozess erfolgt bei Bogenoffsetdruckmaschinen in Reihenbauweise für jeden zu druckenden Farbauszug nacheinander in einem eigenen Druckwerk.

Rollenoffsetdruckmaschinen drucken auf eine Papierbahn, die durch die Druckwerke läuft. Bei Bogenoffsetdruckmaschinen werden dagegen einzelne Bogen durch die Maschine transportiert und bedruckt.

Abb. 1.2 zeigt einen typischen Aufbau einer Bogenoffsetdruckmaschine in Reihenbauweise, bei der Papierführungszyylinder mit Greifern die Bogen einzeln durch die Maschine transportieren. Dazu werden die Bogen zunächst im Anleger rechts in Abb. 1.2 vom Anlegerstapel genommen und an den ersten Papierführungszyylinder übergeben, dessen Greifer sie an der Bogenvorderkante festhalten. Jeder Papierführungszyylinder erhält die Bogen dann vom jeweils vorhergehenden Zylinder und übergibt sie an den jeweils nächsten. Die Bogen werden dabei stets von den Greifern mindestens eines Zylinders an ihrer Vorderkante gehalten. Bei der Übergabe zwischen zwei Zylindern schließen zunächst die Greifer des die Bogen übernehmenden Zylinders, und anschließend öffnen die Greifer des die Bogen übergebenden Zylinders. Um eine definierte Übergabe sicherzustellen, werden die Bogen für einen Überlapungswinkel von ca. 1° von den Greifern beider Zylinder gehalten.

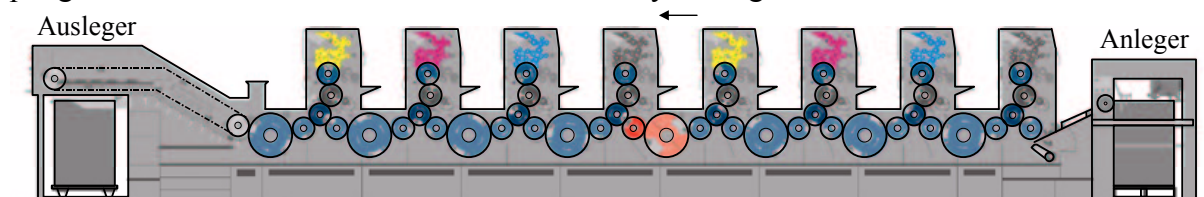


Abb. 1.2: Bogenoffsetdruckmaschine in Reihenbauweise

Der letzte Papierführungszyylinder übergibt die Bogen an den Ausleger, der sie links auf dem Auslagestapel ablegt. Beidseitiger Druck in einem Arbeitsgang ist möglich, indem die Bogen nach dem vierten Druckwerk durch eine schaltbare Wendeeinrichtung gewendet werden.

Die dargestellte konventionelle Bogenoffsetdruckmaschine wird im Wesentlichen über einen Keilrippenriemen und ein untersetzendes Getriebe von einem einzigen Hauptmotor angetrieben. Die Kopplung der einzelnen Zylinder erfolgt über einen durchgängigen Zahnradzug, in Form an den Zylinderwellen befestigter Stirnräder. Auch Anleger, Ausleger und Farbwerke sind über Zahnräder angekoppelt.

Die in einem Druckwerk auf einen Bogen gedruckte Farbe ist noch nicht getrocknet, bis dieser das nächste Druckwerk erreicht. Durch den Druck zwischen Gummituch- und Druckzylinder in diesem nächsten Druckwerk kommt es deshalb zur sogenannten Farbspaltung¹ der zuvor gedruckten Farbe am Gummituchzylinder, mit der Folge des Bildaufbaus dieser Farbe auf dem Gummituchzylinder. Der **Übergabepasser** ist die Relativlage der in einem Arbeitsgang auf eine Bogenseite gedruckten Farbauszüge. Schwankungen des Übergabepassers bewirken ein versetztes Bedrucken aufeinanderfolgender Bogen auch mit dem auf dem Gummituch aufgebauten Bild der zuvor gedruckten Farbe. Dadurch entstehen Schatten der zuvor gedruckten Farbe auf dem Bogen. Dieser als **Dublieren** bezeichnete Fehler im Druckbild wird bereits bei Passerschwankungen im Bereich einiger Mikrometer als störend empfunden.

Angesichts der erforderlichen Genauigkeit ist „die klassische Forderung ... nicht erfüllbar“, nach der die „Schwingungsamplituden stets kleiner sein müssen als der Grenzwert der Reproduziergenauigkeit“ (DRESIG, 2001). Man muss sich deshalb „auf die minimale verarbeitungstechnische Anforderung beschränken: die Wiederholgenauigkeit des ... Passers“.

Durch Schwankungen des Relativwinkels zweier aufeinanderfolgender Papierführungszyylinder zum Winkel der Bogenübergabe entstehen vor allem Übergabepasserschwankungen aufeinanderfolgender Bogen in Umfangsrichtung der Zylinder. Hat sich beispielsweise bei zwei nacheinander übergebenen Bogen der Differenzweg am Umfang der Zylinder zum Übergabewinkel um $10\text{ }\mu\text{m}$ verändert, so differiert auch die Position der Bogen auf dem übernehmenden Zylinder um diese $10\text{ }\mu\text{m}$. Zu den Schwankungen des Übergabepassers zwischen zwei Druckwerken tragen auf diese Weise alle Übergaben zwischen den Druckzylindern dieser Druckwerke bei. Da die Relativbewegung der Zylinder nach Öffnung der Greifer des den Bogen übergebenden Zylinders keinen weiteren Einfluss auf den Bogen hat, ist der Relativwinkel der Papierführungszyylinder nur zum Bogenübergabewinkel relevant.

Die Sollgeschwindigkeit der Maschine wird während des Druckens eines Auftrags kaum geändert, da Druckparameter wie z. B. Farbwerkeinstellungen für die sogenannte Fortdruckgeschwindigkeit optimiert werden. Der Druckprozess kann deshalb als stationärer Zustand betrachtet werden, bei dem freie Schwingungen abgeklungen sind und heteronome Schwingungen² verschiedener Ursache, Größe und Wirkung auftreten.

Unter einer **Schwingung** wird im Folgenden eine harmonische, d. h. sinusförmige, Zustandsänderung verstanden. Einerseits stellen sich Absolutschwingungen ein, in Form von Abweichungen der Zylinderwinkel von denen einer mit Durchschnittsgeschwindigkeit gleichmäßig rotierenden virtuellen Achse. Andererseits resultieren auch Relativschwingungen zwischen aufeinanderfolgenden Zylindern, welche durch deren Zahnradkopplung allerdings erheblich geringer sind. Sie treten aufgrund der begrenzten Steifigkeit der Kopplung auf.

Ein sicherer Halt der Bogen auf den Zylindern erfordert große Haltekräfte der Greifer. Durch Kurvenscheiben zur Betätigung der Greifer, Unwuchten der Zylinder und ähnliche Ursachen wirken wechselnde Momente auf den Räderzug, die Schwingungen anregen. Diese über-

¹ Beim Abziehen der Bogen vom Gummituchzylinder wird die dazwischen befindliche Farbschicht in zwei Farbschichten geteilt, so dass beim Weitertransport der Bogen eine Schicht auf dem Gummituchzylinder bleibt.

² Heteronome Schwingungen werden durch zeitabhängige Erregung verursacht und umfassen nach SCHMIDT (1975) erzwungene und parametererregte Schwingungen.

wiegend konstruktiv bedingten, relativ großen Anregungen haben vor allem ganzzahlige Ordnungen. Die **Ordnung einer Schwingung** ist deren Frequenz f dividiert durch die Druckfrequenz f_0 der Bogen, welche mit der Rotationsfrequenz der Plattenzylinder übereinstimmt. Der Schwingungsverlauf der ganzen Ordnungen wiederholt sich bei jedem Bogen, so dass sie auf alle Bogen gleich wirken, und von ihnen keine Schwankungen der Relativwinkel zu den Bogenübergaben zwischen Papierführungszyklindern ausgehen können (TESSMANN, 2000). Sie beeinträchtigen die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergaben folglich nicht und verursachen kein Dublieren.

Dieser für das Verständnis des Textes grundlegende Zusammenhang sei durch eine Betrachtung aufeinanderfolgender einfachgroßer Papierführungszyklinder beim stationären Druckbetrieb verdeutlicht. Enthält deren Differenzwinkel ζ nur Schwingungen ganzer Ordnung, so ist er periodisch und es gilt

$$\zeta(\varphi) = \zeta(\varphi - 360^\circ), \quad (1.1)$$

wobei φ der fortlaufende Winkel des die Bogen übernehmenden Zylinders ist. Werden die Bogenübergaben vereinfachend zu diskreten Schließzeitpunkten der Greifer dieses Zylinders angenommen, erfolgen sie dann zu Winkeln

$$\varphi = \varphi_0 + m \cdot 360^\circ, \quad m \in \mathbb{Z}, \quad (1.2)$$

mit durch die Greiferöffnungskurve festgelegtem Winkel φ_0 im Bereich $(-180^\circ, 180^\circ]$. Durch Einsetzen von Gleichung (1.2) in Gleichung (1.1) und rekursive Anwendung der Gleichung (1.1) wird deutlich, dass alle Bogenübergaben zum gleichen Differenzwinkel $\zeta(\varphi_0)$ erfolgen:

$$\zeta(\varphi_0 + m \cdot 360^\circ) = \zeta(\varphi_0), \quad m \in \mathbb{Z}. \quad (1.3)$$

Weil der Differenzwinkelverlauf gemäß Gleichung (1.1) in allen Umdrehungen der Zylinder gleich ist, beeinträchtigen ganze Ordnungen auch ohne vereinfachende Annahmen zur Bogenübergabe deren Wiederholgenauigkeit nicht.

Die Bogenübergabe ist auch als winkelbezogener Abtastvorgang interpretierbar. Ganze Ordnungen entsprechen ganzzahligen Vielfachen der Abtastrate und sind in der Abtastfolge daher nicht nachweisbar. Als Beispiel eines mit Druckfrequenz f_0 periodischen Differenzwinkelsignals ζ ist in Abb. 1.3 eine Schwingung erster Ordnung dargestellt. Da sowohl diese Schwingung als auch die Bogenübergaben synchron zum Zylinderwinkel φ erfolgen, ist der Differenzwinkel ζ bei allen Bogenübergaben gleich.

Der sich durch den Wert $\zeta(\varphi_0)$ und die entsprechenden Werte der anderen Bogenübergaben zwischen zwei Druckzylindern ergebende Passerversatz des Übergabepassers lässt sich durch Einstellung des sogenannten Umfangsregisters beim Einrichten der Maschine ausgleichen.

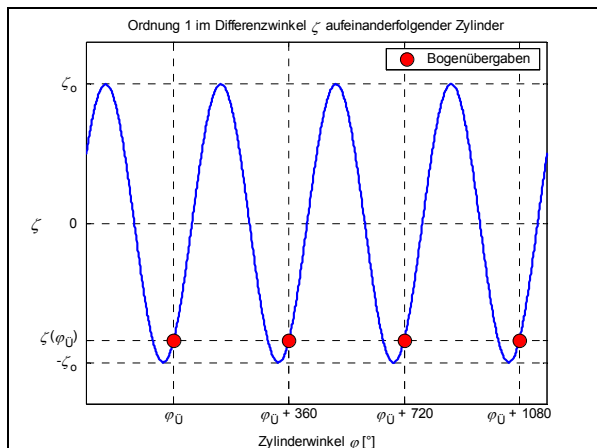


Abb. 1.3: Wiederholgenaue Bogenübergabe

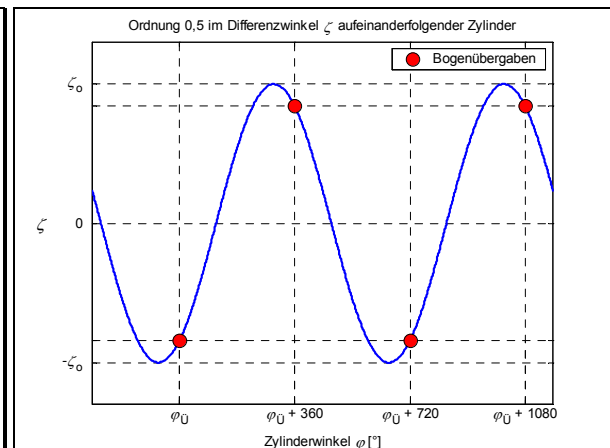


Abb. 1.4: Schwankungen bei der Bogenübergabe

Die Registereinstellung erfolgt heute häufig geregelt auf Basis von Inline-Registermessungen. Die Dämpfung der Maschine ist abhängig vom Maschinenzustand. Sie verhindert auch bei den großen auftretenden Anregungen ganzer Ordnung im Resonanzbereich einen übermäßigen Anstieg der Schwingungsamplituden und damit verbundene Druckprobleme. Der modale Dämpfungsgrad der ersten Eigenform beträgt typischerweise drei bis vier Prozent.

Maschinenteile, welche mit anderen Frequenzen als der Druckfrequenz oder deren Vielfachen rotieren, können z. B. durch Abweichungen im Rahmen der Bauteiltoleranzen Schwingungen nichtganzzahliger Ordnung anregen. Aufgrund ihrer Ursache sind diese klein im Vergleich zu den Schwingungen ganzer Ordnung. Die mit halber Druckfrequenz rotierenden doppelt-großen Zylinder in Abb. 1.1 regen beispielsweise Schwingungen halber Ordnung an. Der Schwingungsverlauf nichtganzzahliger Ordnungen wiederholt sich nicht bei jedem Bogen, was die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergaben beeinträchtigen und somit zu Dublieren führen kann. Dies veranschaulicht Abb. 1.4 am Beispiel einer Schwingung der Ordnung 0,5 im Differenzwinkel ζ aufeinanderfolgender Zylinder. Relativschwingungen nichtganzzahliger Ordnung können deshalb bereits in sehr geringem Maße stören. WIESE (1998) beschreibt ein Beispiel, bei dem Qualitätsmängel von Maschinenteilen die angestrebte Minimierung von Schwingungen nichtganzzahliger Ordnung beeinträchtigen.

Eine mit Ordnung r rotierende Achse vermag jedoch nicht nur Schwingungen der Ordnung r und deren Oberschwingungen anzuregen. So resultieren etwa gemäß dem Produkt trigonometrischer Funktionen (BRONSTEIN und SEMENDJAJEW, 1985)

$$(\sin r_1 \omega t)((\sin r_2 \omega t) + c_0) = \frac{1}{2} \cos(r_1 - r_2) \omega t - \frac{1}{2} \cos(r_1 + r_2) \omega t + c_0 \sin r_1 \omega t \quad (1.4)$$

durch teilweise Modulation einer Schwingung der Ordnung r_1 mit einer Schwingung der Ordnung r_2 Schwingungen der Ordnungen r_1 , $r_1 - r_2$ und $r_1 + r_2$. Die Reiberwalzen im Farbwerk der betrachteten Maschine können z. B. durch ihre Rotation Ordnung 70/11 anregen und durch seitliches Changieren mit Ordnung 1/2 auch die Ordnungen $129/22 = 70/11 - 1/2$ und $151/22 = 70/11 + 1/2$ erzeugen. Durch nichtlineares Übertragungsverhalten entstehen ebenfalls Schwingungen neuer Frequenz (ISERMANN, 1999).

Neben harmonischen Schwingungen treten auch unsystematische Schwankungen auf, welche sich als Rauschen modellieren lassen. Sie können die Wiederholgenauigkeit ebenso beeinträchtigen, sind jedoch in der Regel relativ gering.

Durch mechanische Präzision im Druckmaschinenbau werden störende Relativschwingungen so gering gehalten, dass mit konventionellen Maschinenkonfigurationen gute Druckqualität erzielbar ist. Die Tendenz bei Bogenoffsetdruckmaschinen geht jedoch hin zu immer längeren Maschinen, die auch aufwendigere Druckprodukte in einem Arbeitsgang bedrucken und veredeln können. Neben weiteren Druckwerken für Sonderfarben enthalten diese häufig auch Lackwerke zur Oberflächenveredelung und Trockner. Die Heidelberger Druckmaschinen AG baut bisher Bogenoffsetdruckmaschinen mit bis zu 12 Druckwerken.

Gleichzeitig besteht eine Tendenz zu immer schnelleren Maschinen mit größerer Druckleistung. Durch den beschriebenen Aufbau stellen diese Maschinen Mehrmassenschwinger dar mit Eigenfrequenzen im Bereich der großen Anregungen niedriger ganzer Ordnungen. Beispielsweise kann die erste Eigenfrequenz einer langen Maschine unter der Frequenz 8,3 Hz der zweiten Ordnung bei Druckgeschwindigkeit 15 000 D/h (Druck pro Stunde) liegen. Durch die entstehenden Resonanzeffekte wächst sowohl die maximale Belastung der Zahnräder und anderer Maschinenteile als auch die Gefahr von Vorzeichenwechseln der übertragenen Momente und daraus resultierender Zahnflankenwechsel im spielbehafteten Räderzug. Solche Zahnflankenwechsel verlaufen nicht bei jeder Umdrehung gleich, regen daher auch Spektralanteile nichtganzzahliger Ordnung an und können den Druckprozess beeinträchtigen.

1.2 Bogenoffsetdruckmaschinen mit Einzelantrieben

Ein Lösungsansatz der vorgestellten Resonanzproblematik ist nach GRÜTZMACHER u. a. (2003) die Aufteilung des durchgängigen Räderzugs einer langen Maschine in einzeln angetriebene, mechanisch entkoppelte Druckwerksgruppen, zwischen denen kein Moment übertragen wird. Die Eigenfrequenzen der durch Auftrennung des Räderzugs resultierenden Maschinenteile sind höher als die einer Maschine mit durchgängigem Räderzug und die genannten Resonanzprobleme werden vermieden, denn das Drehschwingungsverhalten jeder Druckwerksgruppe ähnelt dann jenem unproblematischeren Verhalten einer kurzen Druckmaschine.

Als zusätzliche Aufgabe ist dann jedoch die wiederholgenaue Positionierung der an der Bogenübergabe zwischen den entkoppelten Druckwerksgruppen beteiligten Zylinder erforderlich, denn Schwankungen der Winkeldifferenz zwischen diesen beiden Zylindern bei der Bogenübergabe machen sich direkt als Schwankungen des Übergabepassers und in der Folge Dublieren bemerkbar. Gewünscht ist dabei eine von Bogen zu Bogen möglichst gleiche Relativstellung der Zylinder zum Schließwinkel der Greifer des den Bogen übernehmenden Zylinders. Diese Greifer sind durch eine Greiferbrücke verbunden und ihr Schließvorgang wird mit einem Kurvengetriebe synchron zum Zylinderwinkel gesteuert.

In Abb. 1.5 ist eine Druckmaschine zur Erprobung dieses Antriebskonzepts dargestellt, mit Trennung des Räderzugs zwischen Zylinder 3 und Zylinder 4 im fünften Druckwerk. Zur Beurteilung der Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe an der Trennstelle dient der Differenzweg

$$d = R(\varphi_{Z3} - \varphi_{Z4}) \quad (1.5)$$

am Zylinderumfang zwischen diesen Zylindern, berechnet durch Multiplikation des Differenzwinkels mit dem Zylinderradius R . Der Antrieb der ersten Druckwerksgruppe erfolgt über Motor 1 an Zylinder 1 in Druckwerk 3 und der Antrieb der zweiten Druckwerksgruppe über Motor 2 an Zylinder 2 in Druckwerk 6. Die Motoren sind durch Kupplungen und Getriebe mit diesen Zylindern verbunden. Zur leichten Assoziation sind die für die Regelung relevanten Zylinder hier, abweichend von deren üblichen Bezeichnungen, entsprechend den mit ihnen gekoppelten Motoren nummeriert.

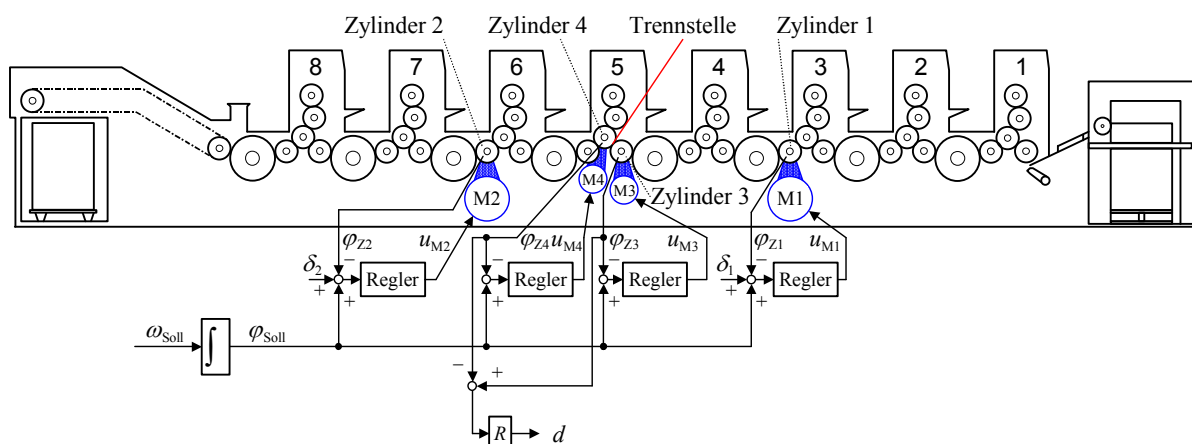


Abb. 1.5: Bogenoffsetdruckmaschine mit einzeln angetriebenen Druckwerksgruppen

Die angetriebenen Zylinder sind jeweils über eine Kaskadenregelung entsprechend Abb. 1.6 winkelgeregelt mit PI-Regler in der inneren Drehzahlkaskade und P-Regler in der äußeren Winkelkaskade. Dazu werden deren Winkel φ_{Zn} durch hochauflösende Drehgeber gemessen und daraus auch die Winkelgeschwindigkeit als Differenzenquotient rauscharm berechnet. Die digitalen Regler in Abb. 1.5 lassen sich demnach gemäß Abb. 1.7 beschreiben¹. Eine Drehung in die beim Druckbetrieb resultierende Richtung entspricht bei allen φ_{Zn} einer Winkelzunahme.

¹ Grundlagen der z-Transformation vermittelt beispielsweise ISERMANN (1988a).

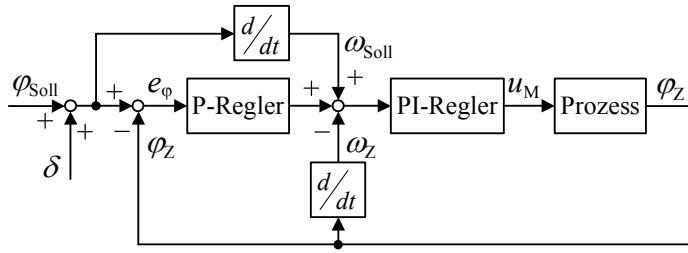


Abb. 1.6: Prinzip der Kaskadenregelung

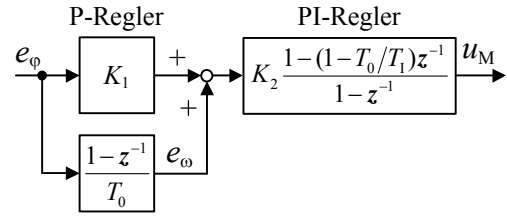


Abb. 1.7: Regler der Maschinenregelung

Um die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe zu erhöhen, werden die beiden Zylinder 3 und 4 an der Trennstelle über zusätzliche Motoren 3 und 4 ebenso winkelgeregelt. Ein Offset δ zwischen den Winkelsollwerten verhindert dabei durch Verspannung Zahnflankenwechsel im Getriebe. Die Motoren sind selbstgesteuerte Synchronmaschinen (BROSCH, 1999), bei denen eine feldorientierte Regelung den zum Motormoment näherungsweise proportionalen Motorstrom an den vorgegebenen Sollstrom angleicht.

Die getrennten Zylinder berühren sich nicht, so dass weder direkt über sie noch über den Räderzug ein Moment zwischen den Druckwerksgruppen übertragen wird. Eine indirekte Kopplung der getrennten Zylinder über die Druckbogen erfolgt bei der Bogenübergabe im Überlappungswinkelbereich von etwa 1° , in dem die Greifer beider Zylinder einen Bogen gemeinsam halten. Das dabei übertragene Moment ist jedoch vernachlässigbar, da die Winkelregelungen in diesem Bereich größere Änderungen des Differenzwegs d und damit auch der Relativposition der Greifer verhindern. Weil die Bogen nur locker auf den Oberflächen der getrennten Zylinder liegen, ist auch eine Kopplung über Reibkräfte zwischen Bogen und Zylinderoberflächen vernachlässigbar. Die beiden Druckwerksgruppen der beschriebenen Maschine lassen sich demnach als unabhängige Drehschwinger modellieren.

Abb. 1.8 zeigt einen Ausschnitt eines einfachen Torsionsschwingermodells der Druckmaschine aus Abb. 1.5 für den stationären Druckbetrieb. Die Zylinder und Motoren sind als starre Drehmassen modelliert, welche sich nicht direkt berühren. Ihre Kopplungen über den Räderzug sind als masselose elastische Wellen modelliert. Plattenzylinder, Farbwerk und Feuchtwerk eines Druckwerks sind in einer Drehmasse zusammengefasst. Die Koordinaten der Drehmassen sind so transformiert, dass sich alle Drehungen auf die Welle eines einfachgroßen Zylinders beziehen. Zur Darstellung der Verzweigungen im Antriebsstrang enthält das Modell starre masselose Drehelemente, die keinem realen Maschinenelement entsprechen.

Während die Papierführungszyylinder tatsächlich keinen Kontakt haben, stellt diese Annahme für Platten-, Gummituch- und Druckzylinder eine auch von DRESIG und ROCKHAUSEN (1994) getroffene Vereinfachung dar. Tatsächlich sind diese Zylinder u. a. auch durch das Gummituch gekoppelt. Die Kopplung zwischen Plattenzylinder und Gummituchzylinder ist durch zwei Reibradgetriebe an den Seiten der Zylinderballen, die sogenannten Schmitzringe, sogar dreifach überbestimmt. SPIEGEL (1982) beschreibt die Wirkung solcher Kopplungen zwischen den Zylindern eines Offsetdruckwerks.

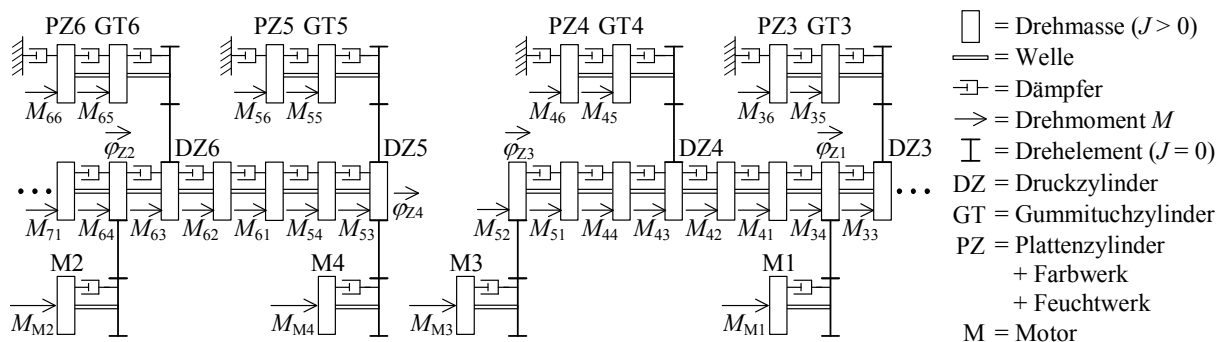


Abb. 1.8: Torsionsschwingermodell der Maschine mit Motoren

Die an den einfachgroßen Zylindern durch Kurvenscheiben und Unwuchten wirkenden Momente M_{i2} , M_{i3} , M_{i4} und M_{i5} enthalten im stationären Druckbetrieb nur ganze Ordnungen, die an den doppeltgroßen Zylindern wirkenden Momente M_{i1} zusätzlich halbe Ordnungen und die Momente M_{i6} durch Farb- und Feuchtwerk noch weitere nichtganzzahlige Ordnungen. Die Motormomente M_{Mi} sind näherungsweise proportional zu den Stellgrößen u_{Mi} der Winkelregelungen.

Die zwischen den Drehmassen und Wellen jeweils noch vorhandene Lose durch Getriebeispiel ist in Abb. 1.8 nicht dargestellt, weil sie bei ausreichender Verspannung des Räderzugs durch die Reibung in den Farbwerken und den generatorischen Betrieb der Motoren 3 und 4 nicht wirksam wird. Die Verspannung wird über die Sollwertoffsets δ_1 und δ_2 beeinflusst, für die im Folgenden eine geeignete Einstellung angenommen wird, so dass im Druckbetrieb die Vorzeichen der Momente in den Wellen des Modells nicht wechseln.

Die auftretende Reibung ist nicht genau geschwindigkeitsproportional und lässt sich als Überlagerung Coulombscher und viskoser Anteile modellieren. Im stationären Druckbetrieb schwanken die Geschwindigkeiten der Drehmassen trotz Schwingungen allerdings nur geringfügig um ihre mittlere Geschwindigkeit und weisen keine Vorzeichenwechsel auf. Man kann die Reibung deshalb im Arbeitspunkt linearisieren und durch geschwindigkeitsproportionale Dämpfung modellieren, so dass ein lineares Modell für das Kleinsignalverhalten der Maschine resultiert.

Innere Dämpfung (Relativdämpfung) zwischen den Drehmassen entsteht u. a. durch Reibung bei der Kraftübertragung zwischen den Zahnrädern des Räderzugs und den Kontakt zwischen Platten-, Gummituch- und Druckzylindern. Äußere Dämpfung (Absolutdämpfung) tritt primär in den Farbwerken auf und ist auch nur dort modelliert. Die Reibung in den Zylinderlagern ist dagegen gering und lässt sich deshalb mit der Farbwerksreibung zusammenfassen.

Durch die Trennung des Räderzugs zwischen den Druckzylindern der Druckwerke 4 und 5 beeinflusst die Positionierung der getrennten Zylinder den Übergabepasser zwischen diesen Druckwerken und speziell dessen Komponente in Bogenlaufrichtung. Der *mittelwertbefreite, auf den Druckbogen gemessene Übergabepasser in Umfangsrichtung zwischen den Druckwerken 4 und 5* wird hier kurz als **Bogenpasser** bezeichnet. Besonders störend sind Schwankungen dieses Passers, da sie, wie oben erläutert, Dublieren verursachen können. Als primäre Zielgröße zur Beurteilung der durch das Antriebskonzept determinierten Druckqualität dient deshalb die Standardabweichung des Bogenpassers, die weniger als 5 μm betragen soll.

Der **Maschinenwinkel** φ_M im Wertebereich $(-180^\circ, +180^\circ]$ beschreibt die Stellung der einfachgroßen Maschinenzylinder eindeutig. Der **Maschinenwinkel der Bogenübergabe** φ_U ist der Maschinenwinkel, bei dem die Greifer des den Bogen an der Trennstelle übernehmenden Zylinders schließen. Er beträgt bei der Versuchsmaschine $-87,2^\circ$.

Nach einem einfachen Passermodell erlauben die *mittelwertbefreiten Werte des Differenzwegs d am Umfang der getrennten Zylinder 3 und 4 zum Maschinenwinkel der Bogenübergabe* eine Schätzung des Bogenpassers. Mit diesen hier kurz als **Zylinderpasser** bezeichneten Schätzwerten ist auch ohne aufwendige Druckversuche und Bogenauswertungen einzig aus den durch Drehgeber erfassten Winkeln der getrennten Zylinder eine Aussage zu den erwarteten Passerwerten möglich. Als sekundäre Zielgröße zur Beurteilung der durch das Antriebskonzept determinierten Druckqualität dient die Standardabweichung des Zylinderpassers, die ebenfalls unter 5 μm bleiben soll. Die drei anderen Bogenübergaben zwischen den Druckzylindern der Druckwerke 4 und 5 werden in diesem einfachen Passermodell nicht berücksichtigt, da die Relativschwingungen der an diesen Bogenübergaben beteiligten Zylinder durch deren mechanische Kopplung gering sind.

Die Standardabweichung von $n \geq 2$ Passerwerten χ_v wird als erwartungstreue Stichprobenstandardabweichung

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{v=1}^n (\chi_v - \bar{\chi})^2}{n-1}} \quad (1.6)$$

berechnet, mit dem Mittelwert des Passers

$$\bar{\chi} = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n \chi_v, \quad (1.7)$$

der bei Bogenpasser und Zylinderpasser gemäß obiger Definition null ist. Die angegebenen Standardabweichungen des Zylinderpassers wurden in der Regel mit dem Stichprobenumfang $n = 100$ ermittelt, die des Bogenpassers wegen des höheren Messaufwands stets mit $n = 30$.

Bei der maximalen Druckgeschwindigkeit 15 000 D/h haben die getrennten Zylinder eine Umfangsgeschwindigkeit von etwa 3,5 m/s. Ist die Abtastzeit der Winkelregelung 1 ms, bewegen sich die Bogen am Umfang der getrennten Zylinder demnach zwischen zwei Abtastzeitpunkten um 3,5 mm weiter. Ein Zahlenvergleich mit der geforderten Standardabweichung des Zylinderpassers von 5 μm verdeutlicht die regelungstechnische Herausforderung, welche aus der Trennung des Räderzugs erwächst. Die Versuchsmaschine mit dem Antriebskonzept nach Abb. 1.5 erreichte ohne zusätzliche Maßnahmen die geforderte Genauigkeit nicht.

1.3 Motivation des Kompensationsprinzips

In Abb. 1.9 ist der bei 12 000 D/h über 100 Umdrehungen aufgezeichnete Differenzweg d am Zylinderumfang zwischen den getrennten Zylindern über den Maschinenwinkel φ_M aufgetragen. Der Begriff **Umdrehung** bezieht sich hier stets auf die einfachgroßen Maschinenzylinder und bedeutet eine Zunahme des Winkelsollwerts φ_{Soll} um 360° bzw. 2π . Jede Umdrehung entspricht einer Linie von -180° bis $+180^\circ$. Um den Anteil halber Ordnungen zu verdeutlichen, wurde für die Linien aufeinanderfolgender Umdrehungen eine unterschiedliche Darstellung gewählt. Bei vollkommener Wiederholgenauigkeit des Differenzwegs d lägen alle Linien genau übereinander und die Linienschar wäre nur als eine dünne Linie wahrnehmbar. Obwohl die Linien nicht einzeln unterscheidbar sind, deutet daher bereits die große Breite der Linienschar geringe Wiederholgenauigkeit an.

Relevant für die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe sind in dieser Abbildung nur die Schwankungen am als senkrechte Gerade eingezeichneten Bogenübergabewinkel $-87,2^\circ$. Wegedifferenzen zwischen den getrennten Zylindern an diesem Winkel entsprechen den Schnittpunkten der Geraden mit den Messkurven. Mittelwertbefreit sind dies die Werte des

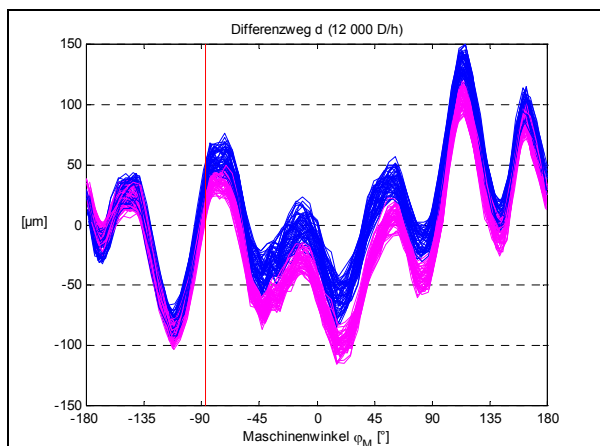


Abb. 1.9: Differenzweg d

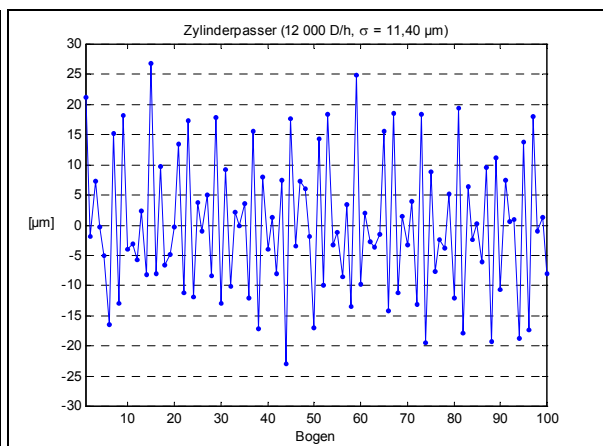


Abb. 1.10: Zylinderpasser

Zylinderpassers, die Abb. 1.10 für die 100 aufeinanderfolgenden Umdrehungen zeigt, und die nach dem vorgestellten Passermodell den erwarteten Bogenpasserwerten 100 bedruckter Bogen entsprechen. Die Standardabweichung σ des Zylinderpassers beträgt $11,40\ \mu\text{m}$.

In Abb. 1.10 repräsentieren durch Linien verbundene Punkte die zeitdiskreten Passerwerte. Die in der Druckmaschinenbranche gebräuchliche Darstellung der Verbindungslinien fördert die Übersichtlichkeit, besonders wenn mehrere Passerkennlinien im gleichen Diagramm dargestellt sind. Die Linien repräsentieren jedoch keine interpolierten Werte, da zwischen den Bogen der Passer undefiniert ist.

In Abb. 1.11 ist das **Ordnungsspektrum** des Differenzwegs d aus Abb. 1.9 dargestellt, welches dem Frequenzspektrum mit durch die Druckfrequenz f_0 geteilten Abszissenwerten entspricht, also einem auf die Druckfrequenz der Maschine normierten Frequenzspektrum.

Alle dargestellten Spektren wurden durch *diskrete Fourier-Transformation (DFT)* über Vielfache von 22 Umdrehungen¹ berechnet, um bei den in der Versuchsmaschine auftretenden Schwingungen geringe Darstellungsfehler zu erreichen. Auch zeigen alle Spektren die hier interessierenden Amplituden der enthaltenen nichtnegativen Frequenzen bzw. Ordnungen².

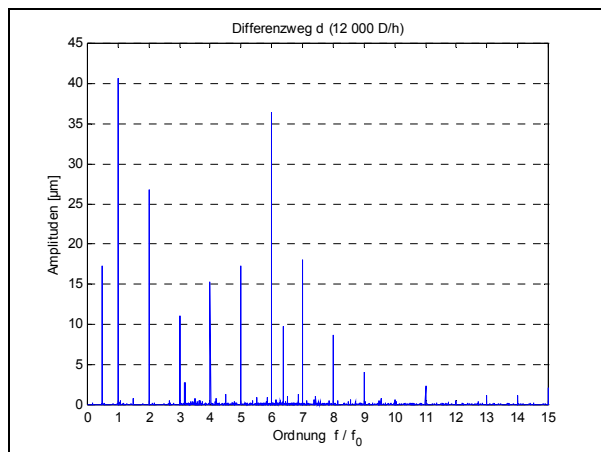


Abb. 1.11: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d

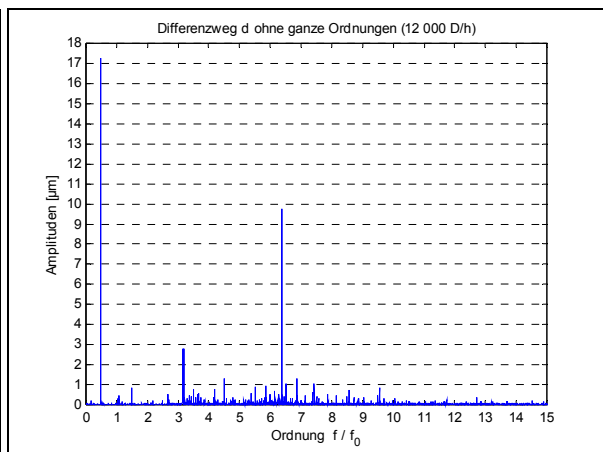


Abb. 1.12: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen

Es dominieren die ganzen Ordnungen, welche keinen Einfluss auf die Breite der Kurvenschar in Abb. 1.9 haben und deshalb auch die Wiederholgenauigkeit nicht beeinträchtigen. Die Ausblendung der nicht störenden ganzen Ordnungen in Abb. 1.12 erlaubt eine visuelle Fokussierung auf die störenden Spektralanteile, welche für die Breite der Kurvenschar in Abb. 1.9 und die starken Schwankungen des Zylinderpassers in Abb. 1.10 verantwortlich sind. Diese Darstellung der Spektren wird im Folgenden durch den Zusatz **ohne ganze Ordnungen** kenntlich gemacht. Dabei wurden die ganzen Ordnungen durch Subtraktion der mit harmonischer Analyse bestimmten Schwingungen im Zeitbereich vor Berechnung der Spektren eliminiert, um eine hohe Qualität der Ausblendung unabhängig vom Berechnungsintervall der DFT sicherzustellen. Bei Berechnung der Spektren über Vielfache von 22 Umdrehungen führt die Ausblendung durch einfaches Nullsetzen der ganzen Ordnungen in den Spektren zu gleichwertigen Ergebnissen. Abb. 1.12 ist zu entnehmen, dass nur wenige Ordnungen einen wesentlichen Anteil am störenden Spektrum haben. Diese dominierenden nichtganzzahligen Ordnungen stellen systematische Störungen dar, deren explizite Berücksichtigung bei der Regelung eine erhebliche Steigerung der Wiederholgenauigkeit ermöglicht.

¹ 22 Umdrehungen entsprechen dem kleinsten gemeinsamen Vielfachen der Periodenlängen zahlreicher auftretender Ordnungen, einschließlich der meisten nichtganzzahligen Ordnungen in Tabelle 1.1.

² Gemäß STEARNS und HUSH (1999) sind diese Amplituden für positive Frequenzen kleiner der Nyquistfrequenz die doppelten Beträge der durch DFT berechneten Fourier-Koeffizienten, für die Frequenz null und die Nyquistfrequenz die einfachen Beträge dieser Fourier-Koeffizienten.

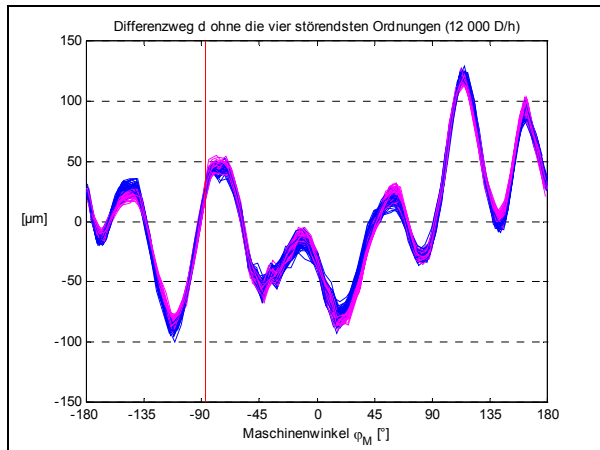


Abb. 1.13: Differenzweg d nach rechnerischer Elimination der vier störendsten Ordnungen

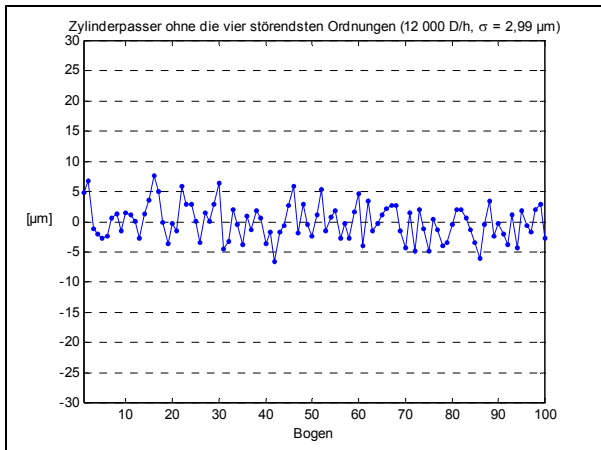


Abb. 1.14: Zylinderpasser nach rechnerischer Elimination der vier störendsten Ordnungen

Zur Verdeutlichung wurden in Abb. 1.13 die vier in Abb. 1.12 dominierenden nichtganzzahligen Ordnungen 0,5; 3,16; 3,18 und 6,36 durch Subtraktion dieser harmonischen Schwingungen vom Differenzweg d im Zeitbereich eliminiert, analog zur oben beschriebenen Ausblendung der ganzen Ordnungen. Ohne diese vier störenden Ordnungen ist die Kurvenschar erheblich schmaler als in Abb. 1.9 und die Standardabweichung des Zylinderpassers in Abb. 1.14 verbessert sich gegenüber Abb. 1.10 von 11,40 μm auf 2,99 μm . Dieses enorme Verbesserungspotential lässt sich mit Verfahren der Schwingungskompensation ausschöpfen, die Thema der vorliegenden Arbeit sind.

Um die dargestellten spezifischen Anforderungen der Druckmaschine zu erfüllen, basiert der hier verfolgte Lösungsansatz auf der grundlegenden Idee, durch gezielte Kompensation diskreter störender Spektralanteile eines Signals, dessen Wiederholgenauigkeit bezogen auf den Maschinenwinkel φ_M zu erhöhen. Bei vollkommener Wiederholgenauigkeit ist ein Signal periodisch mit der Druckfrequenz f_0 und enthält nur diese Grundfrequenz und deren Oberschwingungen. Damit unterscheidet sich der Lösungsansatz grundlegend von den in Abschnitt 1.6.3 beschriebenen lernenden Regelungen, deren Aufgabe es gerade ist, die dominierenden periodischen Signalanteile zu reduzieren.

Durch Kompensation nur der störenden Spektralanteile wird das Ziel einer wiederholgenauen Bogenübergabe sehr effektiv mit nur geringen Kompensationsmomenten erreicht. Daraus resultieren geringe Anforderungen an das Stellglied und ein Prozess mit näherungsweise linearem Kleinsignalverhalten für die erforderlichen Kompensationsmomente. Die Kompensation lässt sich als Ergänzung zur vorhandenen Maschinenregelung einsetzen ohne sie zu beeinträchtigen.

1.4 Festlegung des Prozesses

Die Kompensation der störenden Schwingungen im Differenzweg d der Versuchsmaschine in Abb. 1.5 kann durch ein auf diesen wirkendes von einem der vorhandenen Motoren in den Räderzug eingespeistes Zusatzmoment erfolgen. Zur Verdeutlichung des Kompensationsprinzips wurde Abb. 1.15 gegenüber Abb. 1.5 um einen Block zur Schwingungskompensation erweitert. Dieser berechnet aus dem Differenzweg d als Eingangsgröße y und optional zur Synchronisation dem Maschinensollwinkel φ_{Soll} eine geeignete, über Motor 3 in den Räderzug der ersten Druckwerksgruppe eingespeiste Stellgröße u . Der zu seinem Moment näherungsweise proportionale Sollstrom u_{M3} des Motors 3 ist dabei die Summe von Stellgröße u und Ausgangssignal des zugehörigen Winkelreglers.

Neben der in Abb. 1.15 gezeigten sind auch andere Anordnungen der Kompensation möglich, z. B. bei Verwendung eines der gemessenen Winkelwerte φ_{Zi} zur Synchronisation oder Einspeisung der Stellgröße u über einen der anderen Motoren. Sogar eine ggf. gewichtete verteilte Einspeisung von u über mehrere Motoren ist vorstellbar¹. Die Einspeisung über Motor 3 oder 4 bietet jedoch den Vorteil einer lokaleren Wirkung und im Vergleich zur Einspeisung über Motor 1 oder 2 kleinerer erforderlicher Momente, was die Linearität des Zusammenhangs zwischen u und d verbessert. Aufgrund der Linearität der Regler ist es für die Funktion der Kompensation dagegen nicht relevant, ob u vor oder hinter einem Regler eingespeist wird. Für die Kompensation ergibt sich dann lediglich ein anderer Prozess.

Im stationären Betrieb steigt der Maschinensollwinkel φ_{Soll} mit konstanter Winkelgeschwindigkeit an. Wird dieser zur Synchronisation verwendet, sind winkelbezogene auch zeitbezogene Schwingungen, die von linearen Systemen linear übertragen werden. Dies ist vor allem für die theoretische Begründung der vorgestellten Verfahren vorteilhaft. Aufgrund der Winkelregelungen differieren die Winkelwerte φ_{Z3} und φ_{Z4} vom Sollwinkel φ_{Soll} allerdings um weniger als $0,2^\circ$. Bei der praktischen Anwendung der Verfahren hatte der zur Synchronisation verwendete Winkel daher auch keinen signifikanten Einfluss auf die Messergebnisse.

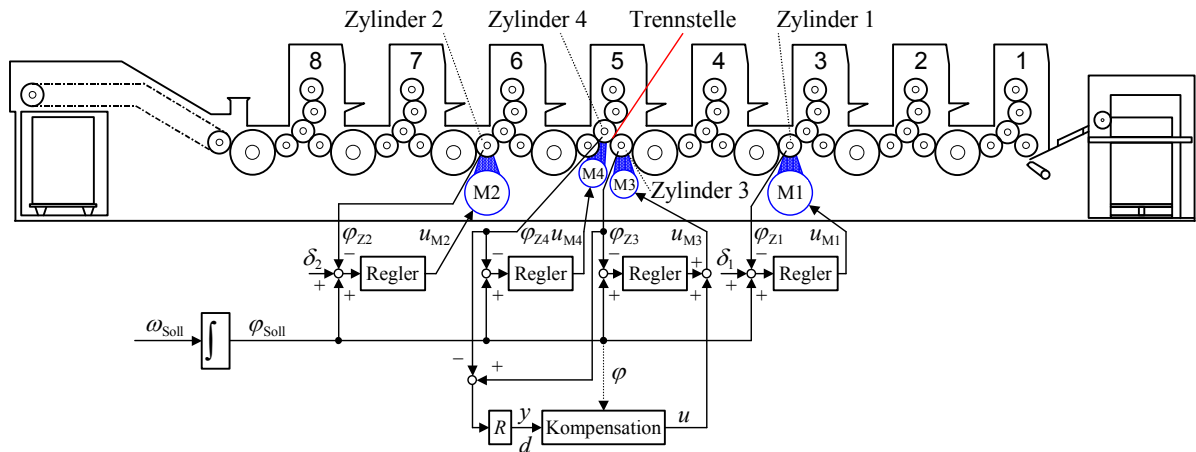


Abb. 1.15: Bogenoffsetdruckmaschine mit Einzelantrieb und Schwingungskompensation

Die störenden harmonischen Schwingungen nichtganzzahliger Ordnung werden hier kurz als **Störungen** bezeichnet und das Signal, in dem die dominierenden Störungen kompensiert werden sollen, als **Regelgröße** y . Dies ist hier der Differenzweg d am Umfang der getrennten Zylinder. Für eine zu kompensierende Ordnung r wird der Begriff **Kompensationsordnung** eingeführt. Bei der Druckfrequenz f_0 entspricht diese der **Kompensationsfrequenz**

$$f_K = r f_0 \quad (1.8)$$

und der **Kompensationskreisfrequenz**

$$\omega_K = 2\pi r f_0. \quad (1.9)$$

Durch Kurvenscheibenmomente zur Betätigung der Greifer, Unwuchten der Zylinder und weitere in der Maschine örtlich verteilte Ursachen entstehen beim Betrieb der Bogendruckmaschine verteilte zyklische Momentenschwankungen, welche Drehschwingungen der Zylinder anregen.

¹ Geht beispielsweise $u/2$ gleichzeitig additiv in u_{M3} und subtraktiv in u_{M4} ein, hat auch die zweite Druckwerksgruppe Einfluss auf das Übertragungsverhalten zwischen u und d . Die Kompensation ist dann im Unterschied zu Abb. 1.15 nicht auf eine Druckwerksgruppe beschränkt, sondern wirkt sich auf die gesamte Maschine aus.

Trotz ihrer maschineninternen Ursache kann man die sich im Differenzweg d durch diese Anregungen einstellenden Schwingungen als exogene Störgröße v modellieren, welche gemäß Abb. 1.16 am Ausgang des für die Kompensation relevanten asymptotisch stabilen Prozesses mit Übertragungsfunktion¹ $G_p(s)$ angreift.

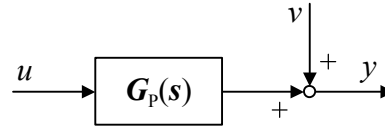


Abb. 1.16: Prozess mit Störgröße v aus Sicht der Kompensation

Die Stellgröße u als Eingangssignal des betrachteten Prozesses ist auf den maximalen Motorstrom I_{\max} des Motors 3 normiert, so dass der Wert 1 dem maximalen Motormoment zur Beschleunigung der Maschine in Druckrichtung entspricht und der Wert -1 dem betragsmäßig gleichen aber entgegengesetzt gerichteten Moment. Der Prozess setzt diese dimensionslose Stellgröße u in die dem Differenzweg d entsprechende Regelgröße y um. Das Amplitudenverhältnis $|G_p(j\omega)|$ des Prozesses wird daher, ebenso wie die Regelgröße y , in μm angegeben. Nach dieser Definition umfasst der Prozess auch die in Abb. 1.15 dargestellten Winkelregelungen.

Aus Abb. 1.15, dem zeitdiskreten Reglermodell in Abb. 1.7 sowie dem linearen Torsionschwingermodell in Abb. 1.8 folgt durch Linearisierung im Arbeitspunkt das zeitdiskrete Modell des für die Kompensation relevanten Kleinsignalverhaltens des Prozesses in Abb. 1.17. Die Störgröße v am Prozessausgang fasst die von beiden Druckwerksgruppen im Differenzweg d erzeugten Schwingungen zusammen. Weil die Druckwerksgruppen entkoppelt sind, geht allerdings nur das dynamische Verhalten der ersten Druckwerksgruppe einschließlich Motoren in den Prozess ein. Es ist hier allgemein als lineares Mehrgrößensystem mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen P-kanonisch mit z -Übertragungsfunktionen dargestellt.

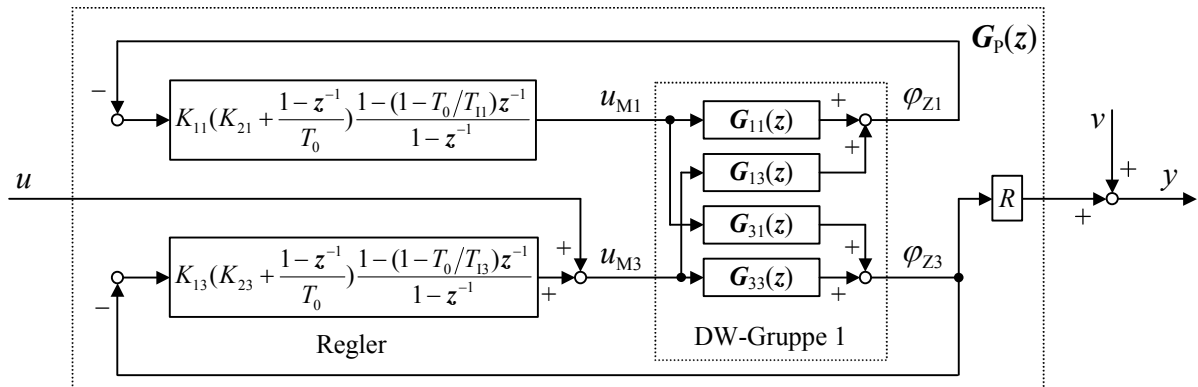


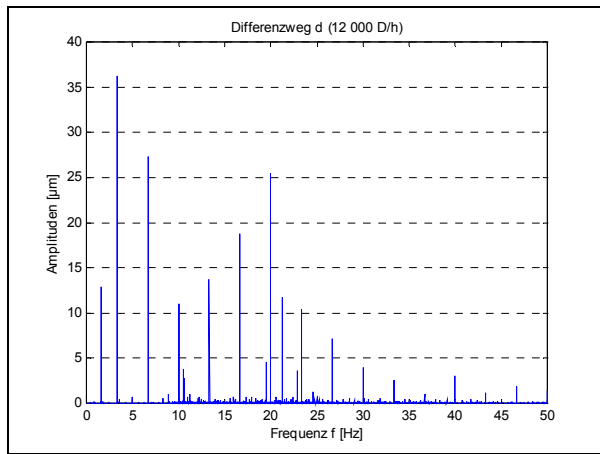
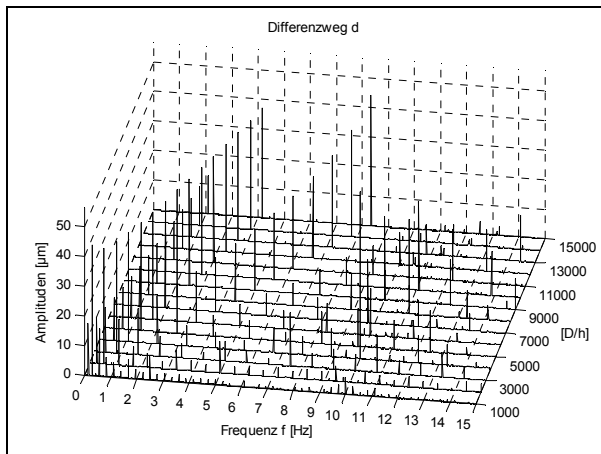
Abb. 1.17: Zeitdiskretes Modell des Prozesses mit Störgröße v

Im Frequenzspektrum des Differenzwegs d in Abb. 1.18 sind die Schwingungsamplituden bei einer Geschwindigkeit von 12 000 D/h über der Frequenz aufgetragen². Werden die Frequenzspektren verschiedener Geschwindigkeiten in einem dreidimensionalen Koordinatensystem hintereinander dargestellt, so erhält man ein Wasserfalldiagramm, wie es Abb. 1.19 für Geschwindigkeiten von 1 000 D/h bis 15 000 D/h zeigt. Auf der ersten Achse ist dabei die Frequenz, der zweiten Achse die Geschwindigkeit und der dritten Achse die Amplitude aufgetragen.

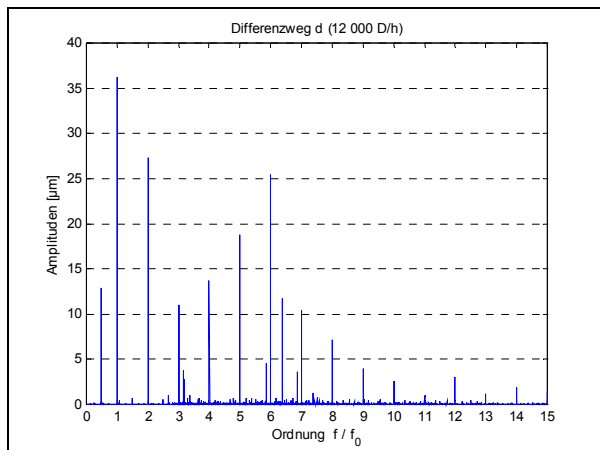
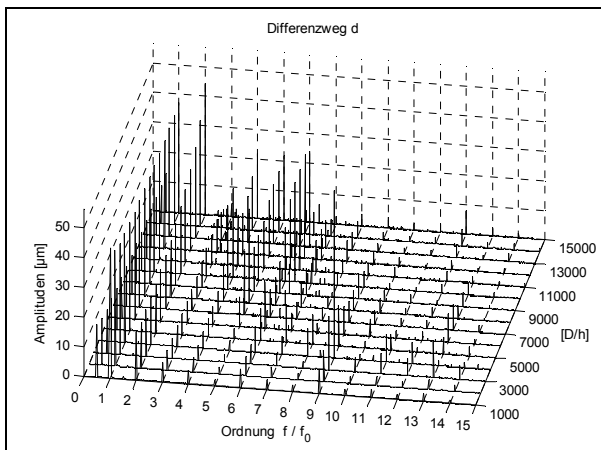
¹ Grundlagen zu Laplace-Transformation und Übertragungsfunktion vermittelt beispielsweise UNBEHAUEN (1997).

² Die Amplituden in Abb. 1.11 und Abb. 1.18 sind unterschiedlich, da in Abb. 1.11 die Referenzmessung aus Abschnitt 6.2.2 dargestellt ist, während Abb. 1.18 zur bei anderem Maschinenzustand aufgezeichneten Messreihe aus Abb. 1.19 gehört.

Im Wasserfalldiagramm wird deutlich, dass die angeregten Frequenzen linear mit der Maschinengeschwindigkeit ansteigen und Schwingungen deshalb nicht bei festen Frequenzen, sondern für die Maschine charakteristischen Ordnungen auftreten.

Abb. 1.18: Frequenzspektrum des Differenzwegs d Abb. 1.19: Wasserfalldiagramm des Differenzwegs d

Wird die Frequenz durch die Druckfrequenz f_0 geteilt, so entsteht aus dem Frequenzspektrum in Abb. 1.18 das Ordnungsspektrum in Abb. 1.20. Entsprechend resultiert aus dem Wasserfalldiagramm in Abb. 1.19 das übersichtlichere Ordnungsdiagramm in Abb. 1.21. Die Zylinder-Unwuchten und Kurvenscheibenmomente zur Betätigung der Greifer führen zu einer Dominanz ganzer Ordnungen. Die Unterschiede zwischen den aus Messungen bei gleichen Einstellungen aber unterschiedlichem Maschinenzustand gewonnenen Ordnungsspektren in Abb. 1.20 und Abb. 1.11 offenbaren allerdings eine Abhängigkeit der Schwingungsparameter auftretender Ordnungen vom Maschinenzustand¹.

Abb. 1.20: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d Abb. 1.21: Ordnungsdiagramm des Differenzwegs d

Im Ordnungsspektrum ohne ganze Ordnungen in Abb. 1.22 wurden die störenden Spektralan-teile aus Abb. 1.20 durch Ausblendung der die Wiederholgenauigkeit nicht beeinträchtigenden ganzen Ordnungen isoliert. Zusätzlich zu den bereits in Abb. 1.12 dominierenden vier Ordnungen enthält das Spektrum bei diesem Maschinenzustand zwei weitere nichtganzzahlige Ordnungen großer Amplitude.

Tabelle 1.1 gibt Aufschluss über diese sechs in der Versuchsmaschine auftretenden nicht-ganzzahligen Ordnungen großer Anregung. Ordnung 0,5 entsteht durch Anregungen, welche

¹ Der Maschinenzustand hängt u.a. von der Maschinenerwärmung ab. Abschnitt 5.2 thematisiert den Einfluss des Maschinenzustands auf den Frequenzgang des Prozesses.

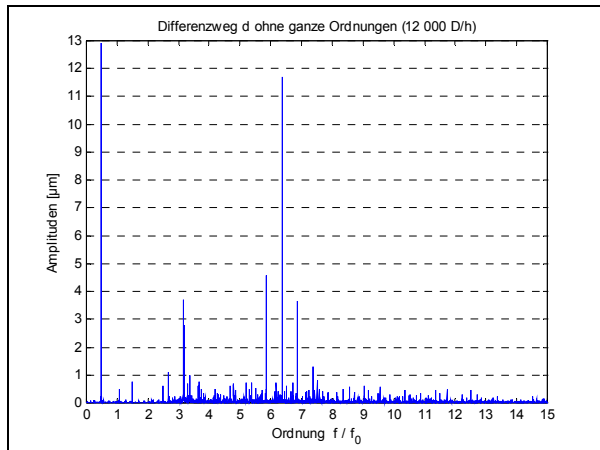


Abb. 1.22: Ordnungsspektrum des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen

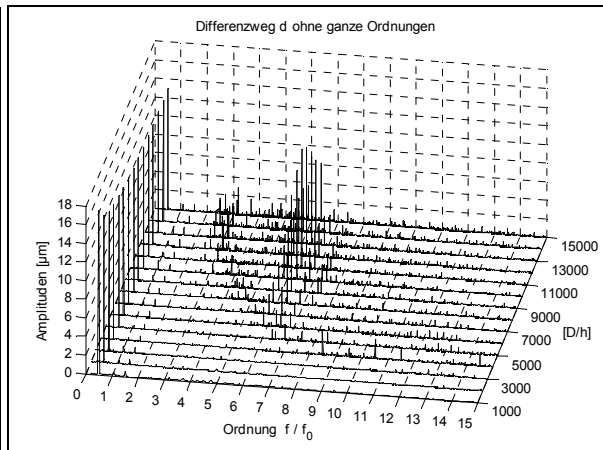


Abb. 1.23: Ordnungsdiagramm des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen

sich erst mit jeder zweiten Umdrehung wiederholen. Die anderen fünf Ordnungen werden durch über den Räderzug angetriebene Walzen der Farb- und Feuchtwerte verursacht. Bei manchen Geschwindigkeiten und Zuständen der Maschine treten im Resonanzbereich weitere *halbe Ordnungen*, d.h. ungeradzahlige Oberschwingungen der Ordnung 0,5, mit großer Amplitude auf. Ordnungen werden im Text vor allem durch Dezimalbrüche bezeichnet, da diese leicht interpretierbar sind. Für alle Berechnungen und die Implementierung der Verfahren wurde dagegen jeweils das rationale, der Ordnungsbezeichnung entsprechende Übersetzungsverhältnis r aus Tabelle 1.1 verwendet.

Ordnungsbezeichnung	0,5	3,16	3,18	5,86	6,36	6,86
Übersetzungsverhältnis r	1/2	742/235	35/11	129/22	70/11	151/22

Tabelle 1.1: Nichtganzzahlige Ordnungen großer Anregung in der Versuchsmaschine

Das Ausmaß, in dem eine nichtganzzahlige Ordnung die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe beeinträchtigt, kann sowohl von ihrer Amplitude als auch ihrem Nullphasenwinkel abhängen. Halbe Ordnungen mit Nulldurchgang beim Bogenübergabewinkel φ_0 wirken sich, unabhängig von ihrer Amplitude, nicht auf die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe aus. Außerdem sind die Auswirkungen unterschiedlicher nichtganzzahliger Ordnungen auf die Wiederholgenauigkeit teilweise abhängig voneinander, so dass sich diese, je nach Phasenlage, im Extremfall addieren oder auch neutralisieren können. Da jedoch Amplitude und Nullphasenwinkel der meisten auftretenden Ordnungen mit dem Maschinenzustand stark schwanken, sind systematische Beziehungen zwischen den Schwingungen untereinander und dem Winkel der Bogenübergabe für eine Auswahl der Kompensationsordnungen ungeeignet. Ein geeigneteres Auswahlkriterium ist die Amplitude der nichtganzzahligen Ordnungen, weil sie deren störende Wirkung für beliebige Nullphasenwinkel nach oben begrenzt.

Dem Ordnungsdiagramm ohne ganze Ordnungen in Abb. 1.23 ist zu entnehmen, dass die Anregungen der nichtganzzahligen Ordnungen in Tabelle 1.1 besonders dann zu Schwingungen großer Amplitude führen, wenn deren Frequenzen im Bereich der Resonanzfrequenzen der Maschine von ca. 10 Hz und 20 Hz liegen. Bei 12 000 D/h sind diese Amplituden in der Nähe ihrer Maxima, weshalb die dargestellten Messergebnisse in der Regel bei dieser besonders kritischen Geschwindigkeit aufgezeichnet wurden.

Da die Amplituden der Störungen nahe den Resonanzfrequenzen der Maschine ansteigen, ist eine geschwindigkeitsabhängige Auswahl der Kompensationsordnungen erforderlich, falls im Sinne hoher Effizienz die angestrebte Wiederholgenauigkeit durch Kompensation möglichst weniger Ordnungen erreicht werden soll.

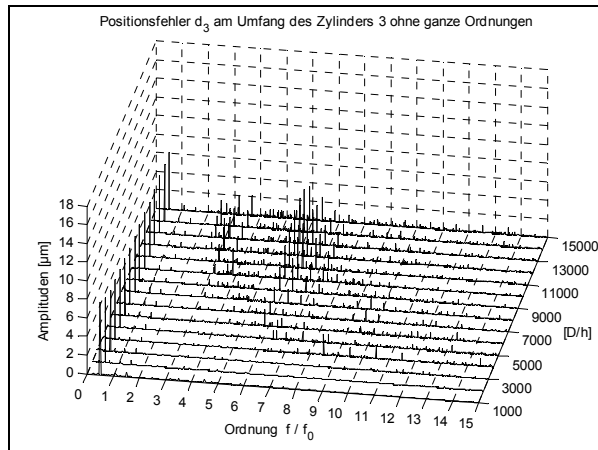


Abb. 1.24: Ordnungsdigramm des Positionsfehlers d_3 ohne ganze Ordnungen

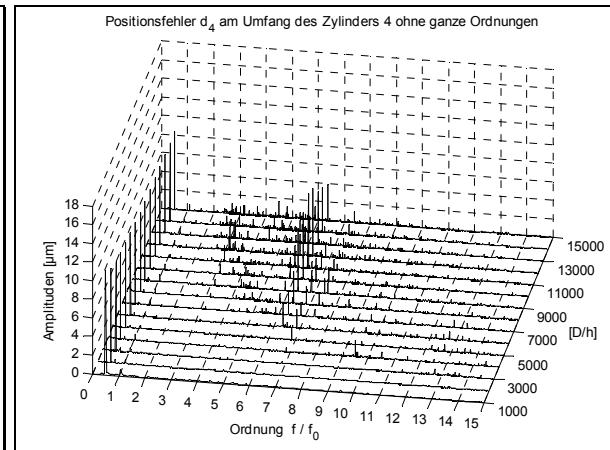


Abb. 1.25: Ordnungsdigramm des Positionsfehlers d_4 ohne ganze Ordnungen

Die nach Abb. 1.23 im Differenzweg d zwischen den getrennten Zylindern 3 und 4 auftretenden Schwingungen können sowohl durch Schwingungen im Positionsfehler

$$d_3 = R(\varphi_{Z3} - \varphi_{\text{Soll}}) \quad (1.10)$$

des Zylinders 3, dargestellt in Abb. 1.24, als auch durch Schwingungen im Positionsfehler

$$d_4 = R(\varphi_{Z4} - \varphi_{\text{Soll}}) \quad (1.11)$$

des Zylinders 4, dargestellt in Abb. 1.25, verursacht sein. Alternativ zur Wahl des Differenzwegs d als Regelgröße gemäß Abb. 1.15 ist deshalb auch die separate Kompensation störender Ordnungen im Positionsfehler d_3 über Motor 1 oder 3 und im Positionsfehler d_4 über Motor 2 oder 4 möglich. Neben den Relativschwingungen im Differenzweg d an der Trennstelle werden dann zusätzlich Absolutschwingungen der beiden getrennten Zylinder kompensiert. Da an beiden Zylindern die gleichen Ordnungen dominieren, ermöglicht jedoch die Wahl des Differenzwegs d als Regelgröße y , neben einer Halbierung des Aufwands zur Prozessanalyse, auch eine Halbierung des zur Kompensation erforderlichen Rechenaufwands gegenüber der separaten Kompensation der Schwingungen an beiden Zylindern.

Um deren Vergleichbarkeit zu fördern, wurden die meisten der vorgestellten Versuchsergebnisse mit den Einstellungen des in Tabelle 1.2 definierten **Referenzprozesses** erzielt oder mit nur in der Druckgeschwindigkeit von diesen abweichenden Einstellungen. Auf die Motivation zur Wahl einiger dieser Einstellungen wurde oben bereits eingegangen. Zur Reduktion des Versuchsaufwands beschreibt der Referenzprozess einen Maschinenzustand ohne Papierlauf und ohne Farbe in den Farbwerken, bei dem sich jedoch die Maschineneinstellungen unter Berücksichtigung technischer Restriktionen an denen des Druckprozesses orientieren. Da jedoch mit den Maschineneinstellungen des Referenzprozesses nicht gedruckt werden kann, wurden sie für die Druckversuche angepasst.

Parameter	Einstellung
Mittlerer Strom der Motoren 3 und 4	$-0,5 \cdot I_{\text{max}}$
Stellgröße u	Geht additiv in den Sollstrom u_{M3} des Motors 3 an Zylinder 3 ein
Regelgröße y	Differenzweg d
Leitwinkel φ	Winkelsollwert φ_{Soll} des Zylinders 3
Maschineneinstellungen	Anleger und Bogenwendung aus, in allen Druckwerken Druck und Farbreiber angestellt, Farbheber, Tauchwalzen, Farb- und Feuchtauftragswalzen abgestellt
Druckgeschwindigkeit	12 000 D/h

Tabelle 1.2: Einstellungen des Referenzprozesses

In Abschnitt 1.2 wurde unter der Voraussetzung ausreichender Verspannung des Räderzugs die Annahme eines linearen mechanischen Modells für das Kleinsignalverhalten der winkeltregelten Druckwerksgruppen im stationären Druckbetrieb ohne Kompensation begründet. Um diese Voraussetzung auch mit Kompensation zu erfüllen, sind beim Referenzprozess die Sollwertoffsets δ_1 und δ_2 so eingestellt, dass der mittlere Strom der Motoren 3 und 4 im generatorischen Betrieb die Hälfte des Maximalstroms beträgt. Die Ergebnisse der experimentellen Prozessanalyse in Kapitel 5 bestätigen die weitgehende Linearität des Prozess bei einem mittleren Strom der Motoren 3 und 4 von $-0,5 \cdot I_{\max}^1$ für kleine Beträge der Stellgröße u , die zur Kompensation der nichtganzzahligen Ordnungen ausreichen. Für die Kompensation wird deshalb ein linearer Prozess angenommen, der sich durch die Modelle in Abb. 1.16 oder Abb. 1.17 beschreiben lässt.

Um die Zeitvarianz und Linearität des Prozesses an Hand der Konvergenzbedingungen und weiterer Eigenschaften der Kompensationsverfahren einordnen zu können, erfolgt die experimentelle Prozessanalyse erst in Kapitel 5 nach Vorstellung dieser Verfahren.

1.5 Anforderungen an die Schwingungskompensation

Wichtigste Anforderung an ein geeignetes Verfahren, das in Abschnitt 1.2 aufgezeigte Verbesserungspotential für die Steigerung der Wiederholgenauigkeit auszuschöpfen, ist dessen Fähigkeit, diese Schwingungen diskreter bekannter Ordnungen bzw. Frequenzen möglichst weitgehend zu reduzieren. Somit sind vor allem Verfahren zur asymptotisch vollständigen Kompensation harmonischer Schwingungen von Interesse. Vernachlässigbar sind die Amplituden kompensierter Schwingungen, wenn ihre weitere Absenkung kaum noch zu einer Steigerung der Wiederholgenauigkeit beiträgt. Je nach Maschinenzustand ist dies bei Amplituden von etwa $0,5 \mu\text{m}$ bis $1 \mu\text{m}$ im Differenzweg d der Fall, weil dann das Amplitudenniveau vieler unkompensierter Störungen erreicht ist.

Die Störunterdrückung darf auch nicht mit einer wesentlichen Anhebung anderer Störungen einhergehen, da eine solche Nebenwirkung wiederum die Wiederholgenauigkeit beeinträchtigen würde. Eine möglichst lokal auf die Kompensationsfrequenzen beschränkte Wirkung der Kompensation ist daher anzustreben.

Weiterhin soll das Verfahren nur die störenden Ordnungen mit relativ kleiner Amplitude kompensieren, zur Reduktion der benötigten Stellenergie die dominierenden ganzen Ordnungen dagegen ignorieren. Dadurch wird erhöhter Antriebsaufwand vermieden.

Auch soll das Verfahren möglichst wenig Prozesskenntnis voraussetzen, um den Aufwand zur Adaption an unterschiedliche Maschinentypen und -varianten zu begrenzen. Vorteilhaft bewerten KEMPF u.a. (1993) bei ihrem Vergleich mehrerer Kompensationsverfahren die fehlende Notwendigkeit eines parametrischen Prozessmodells. Verfahren, welche kein parametrisches Prozessmodell wie eine Übertragungsfunktion erfordern, sind ohne theoretische Modellbildung zur Kompensation an einem linearen Prozess einsetzbar.

Schließlich soll das Verfahren möglichst schnell die geforderte Wiederholgenauigkeit sicherstellen, sobald die Maschine die gewählte Druckgeschwindigkeit erreicht hat. Dies ist besonders nach Druckunterbrechungen wichtig, bei denen bereits ein geeigneter Farbwerkszustand zur Erzielung guter Drucke herrscht. Vorteilhaft ist hierbei eine Möglichkeit zur Wiederherstellung eines geeigneten stationären Kompensationszustands. Da ein solcher Zustand anfangs unbekannt ist, resultiert zudem die Forderung nach möglichst schnellem Einschwingen der Kompensation. Diese Anforderung ist als Optimierungs- statt Satisfizierungsbedingung formuliert, da keine festen Grenzwerte zum Zeitverhalten vorgegeben sind.

Die genannten Anforderungen an die Schwingungskompensation sind in Tabelle 1.3 noch einmal zusammengefasst.

¹ Nach der oben genannten Konvention bewirkt das negative Vorzeichen des Stroms ein Moment entgegen der Druckrichtung, welches den Räderzug zur Vermeidung von Zahnflankenwechseln verspannt.

Eigenschaft	Ziel
Wirkung auf die Kompensationsfrequenzen	stationär vernachlässigbare Amplituden
Wirkung auf andere Frequenzen	vernachlässigbar
Kompensationsfrequenzen	einzelnd wählbar als nichtganzzahlige Ordnungen
Erforderliche Prozesskenntnis	gering (kein parametrisches Prozessmodell)
Zeitverhalten	möglichst schnelles Einschwingen und Möglichkeit zur Zustandswiederherstellung

Tabelle 1.3: Anforderungen an die Schwingungskompensation

Vorliegende Arbeit präsentiert zwei Kompensationsverfahren, mit denen sich das aufgezeigte Verbesserungspotential nutzen lässt. Die in Kapitel 6 vorgestellten Ergebnisse mit dem Versuchsaufbau der Abb. 1.15 bestätigen die grundsätzliche Eignung beider Verfahren zur Sicherstellung der geforderten Wiederholgenauigkeit. Neben den Anforderungen in Tabelle 1.3 werden beim Vergleich der Verfahren deshalb auch Aspekte der praktischen Anwendung berücksichtigt, wie geringer Rechenaufwand zur Minimierung der Hardwarekosten.

1.6 Verfahren zur Schwingungskompensation

1.6.1 Passive Schwingungskompensation

Es lassen sich aktive und passive Maßnahmen zur Schwingungskompensation unterscheiden. Als passive Maßnahmen werden z.B. Drehschwingungstilger¹ eingesetzt, welche durch geeignet dimensionierte Feder-Masse-Anordnungen modale Schwingungen kompensieren. Die Auslegung erfolgt in der Regel zur Erzielung einer maximalen Wirkung für eine bestimmte Eigenfrequenz des gedämpften Systems (MERZ und KOCH, 2000).

Die Kompensationsfrequenzen entsprechen dagegen nicht Eigenfrequenzen, sondern bekannten Anregungsfrequenzen heteronomer Schwingungen. Auch ist die gleichzeitige Kompensation mehrerer Schwingungen unterschiedlicher Frequenz erforderlich. Bei schwankender Prozessdynamik ist durch passive Schwingungskompensation zudem die geforderte Kompensationsqualität kaum zu erreichen. Maßnahmen der passiven Schwingungskompensation erfüllen die Anforderungen daher nicht.

1.6.2 Störgrößenaufschaltung

Bei den aktiven Verfahren zur Schwingungskompensation werden durch einen geeigneten Stellgrößenverlauf über einen Prozess, entsprechend Abb. 1.16, die Störungen in der Größe y reduziert. Sie lassen sich unterteilen in Steuerungen ohne Rückführung, die auch als Störgrößenaufschaltung bezeichnet werden, und Regelungen mit Rückführung.

Ist die Störgröße wie bei der Druckmaschine nicht direkt messbar, muss eine Störgrößenaufschaltung einen geeigneten Stellgrößenverlauf zur Erzielung der angestrebten Kompensationswirkung indirekt bestimmen. Die Stellgröße kann z.B. als Funktion des Maschinenwinkels berechnet werden, die aus Konstruktionsdaten oder Messungen vor Beginn der Kompensation gewonnen wird.

Um mit einer Störgrößenaufschaltung eine weitgehende Kompensation der Schwingungen sicherzustellen, muss einerseits zunächst ein geeigneter funktionaler Zusammenhang zur Berechnung der Stellgröße gefunden werden, und andererseits darf sich dieser Zusammenhang nicht ändern. Da jedoch bei der Versuchsmaschine auftretende Schwankungen der Prozess- und Störungsparameter diesen Zusammenhang beeinflussen, werden mit einer reinen Störgrößenaufschaltung die Anforderungen ebenfalls nicht erfüllt.

¹ Das Funktionsprinzip von Tilgern beschreibt beispielsweise ISERMANN (1999).

1.6.3 Regelungen zur Schwingungskompensation

1.6.3.1 Übersicht der Regelalgorithmen

Auch ohne genaue Kenntnis von Prozess und Störungen lässt sich bei Rückführung der Regelgröße in Form einer Regelung durch Modellierung der Störungen bekannter Frequenz deren asymptotisch vollständige Kompensation erreichen. Abb. 1.26 zeigt das Modell einer solchen Regelung, in dem ein Regler aus der Regeldifferenz e und ggf. einem Bezugswinkel φ die Stellgröße u berechnet, mit dem Ziel, die in v enthaltenen Störungen aus der Regelgröße y zu eliminieren. Alle folgenden Betrachtungen gehen von einem asymptotisch stabilen Prozess $G_p(s)$ als Regelstrecke aus.

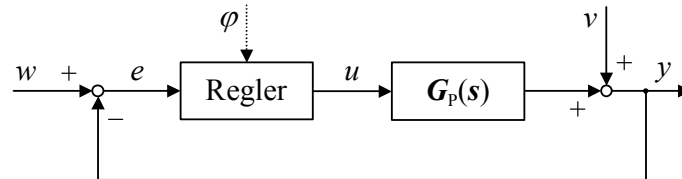


Abb. 1.26: Modell einer Regelung zur Schwingungskompensation

Bei der Motivation in Abschnitt 1.2 wurden zur Verbesserung der Wiederholgenauigkeit nur diskrete Ordnungen aus dem Differenzweg d eliminiert, ohne dessen Spektrum an anderen Stellen zu beeinflussen. Gewünscht ist daher eine Änderung des Störübertragungsverhaltens zwischen v und y in Abb. 1.26 durch die Kompensation nur für die Kompensationskreisfrequenzen ω_{Ki} , d. h. bei linearem Regler $G_R(s)$ soll im Idealfall gelten

$$\frac{y(j\omega)}{v(j\omega)} = \frac{1}{1 + G_R(j\omega)G_P(j\omega)} = \begin{cases} 0 & \omega \in \{\pm\omega_{Ki}\} \\ 1 & \text{für } \omega \notin \{\pm\omega_{Ki}\} \end{cases} \quad (1.12)$$

Eine darüber hinausgehende Änderung des Übertragungsverhaltens birgt die Gefahr der Anhebung von Störungen in unkompensierten Frequenzbereichen¹ und ist daher unerwünscht.

Regelungen zur Schwingungskompensation für periodische Stör- und Führungsgrößen (*repetitive errors*) wurden in den letzten zwanzig Jahren in zahlreichen wissenschaftlichen Veröffentlichungen thematisiert. Diese hier entsprechend YAMAMOTO (1993) als *lernende Regelungen* (*Learning Control*) bezeichneten Verfahren sind auch für das vorliegende Kompensationsproblem relevant. Denn obwohl sie gerade die dominierenden periodischen Signalanteile, d. h. die Schwingungen ganzer Ordnung, in der Regelgröße eliminieren, können einige der dafür entwickelten Verfahren zur Kompensation der nichtganzzahligen Ordnungen angepasst werden. Während bei Ansätzen zur aktiven Dämpfung von Resonanzschwingungen der Reglerentwurf entsprechend FASSNACHT und MUTSCHLER (2002) primär auf dem Übertragungsverhalten des Prozesses basiert, ist dominierendes Merkmal der lernenden Regelungen ihr explizites Modell der Störungen. Ein Prozessmodell dient ihnen vor allem, um die Konvergenz dieses expliziten Modells der Störungen sicherzustellen und zu beschleunigen.

Es lassen sich drei Hauptgruppen lernender Regelungen unterscheiden:

- Das Konzept der *iterativ lernenden Regelung* (*Iterative Learning Control*) wurde von ARIMOTO u. a. (1984) als *Verbesserungsprozess* (*Betterment Process*) vorgestellt. Es basiert auf sich wiederholenden Zyklen mit jeweils gleichem Führungsgrößenverlauf und Anfangszustand der Strecke. Diese Bedingungen sind bei Robotern häufig erfüllt, welche am Anfang der Zyklen ruhen. In jedem Zyklus wird die Stellgröße aus den im vorhergehenden Zyklus aufgezeichneten Verläufen von Stellgröße und Regeldifferenz berechnet. In der Literatur werden diese Verfahren auch einfach als *lernende Regelungen* (*Learning Control*) bezeichnet (MESSNER u. a., 1991).

¹ Dies bestätigt auch Abb. 4.4.

- *Lernende Regelungen mit internem Modell* basieren auf dem Inneren-Modell-Prinzip (*Internal Model Principle*) von FRANCIS und WONHAM (1976). Von INOUE u. a. (1981) wurde ein positiv rückgekoppeltes Totzeitglied im Regler modelliert, um bei einem Protonensynchrotron die Regelgröße an einen periodischen Stellgrößenverlauf anzugleichen. Dieser Ansatz wurde unter den Namen *Repetitive Control* (HARA u. a., 1988) und *Repetitive Learning Control* (JAMES und SADEGH, 1999) bekannt. Häufig bezeichnet *Repetitive Control* auch ein allgemeineres Konzept und umfasst beispielsweise bei KEMPF u. a. (1993) sogar Verfahren mit externem Modell.
- Die dritte Gruppe bilden die *adaptiven Steuerungen (Adaptive Control)* (BROBERG und MOLYET, 1992), welche die Stellgröße zur Kompensation periodischer exogener Signale explizit als Funktion der Zeit oder einer Systemvariablen, insbesondere eines Winkels, modellieren und den funktionalen Zusammenhang über eine Rückführung anpassen. KEMPF u. a. (1993) bezeichnen diese Verfahren als Regler mit *externem Modell (External Model Controllers)*, da das signalerzeugende Modell wie bei einer Steuerung als außerhalb der Rückkopplungsschleife angeordnet interpretiert werden kann. MESSNER und BODSON (1995) verwenden dafür den Begriff *Adaptive Feedforward Cancellation (AFC)*. Da sowohl das Modell als auch dessen Adaptionsmechanismus sehr unterschiedlich gewählt werden kann, umfassen die adaptiven Steuerungen recht heterogene Verfahren, insbesondere auch solche mit iterativer Anpassung des Modells.

Zur Charakterisierung der Verfahren bieten sich ferner für die Anforderungen aus Abschnitt 1.5 relevante Eigenschaften an, wie deren Fähigkeit zur Kompensation ausgewählter Frequenzen bzw. Ordnungen, die erforderliche Prozesskenntnis und ihr Einfluss auf das Störübertragungsverhalten. Da bei der vorgesehenen Anwendung die Kompensationsfrequenzen bekannt sind, werden Verfahren zur Kompensation unbekannter Frequenzen, wie beispielsweise das von DÖTSCH u. a. (1995), nicht betrachtet.

Im Gegensatz zu den iterativ lernenden Regelungen erlauben die lernenden Regelungen mit internem Modell und die adaptiven Steuerungen durch geeignete Wahl des Modells eine selektive Elimination einzelner Frequenzen. Sie werden deshalb in den folgenden Abschnitten noch ausführlicher beschrieben.

Da die lernenden Regelungen eine enorme Verbesserung an Regelgüte erlauben, wurde ihr Einsatz bereits für zahlreiche Anwendungsgebiete vorgesehen und zum Teil bereits experimentell untersucht. Beispiele sind, neben allgemeinen Servoregelungen für periodische Sollgrößen (CAO und LEDWICH, 2002), auch Langwand-Kohleschneiden im Bergbau (ROGERS und OWENS, 1994), die Kopfpositionierung von CD-Spiellern (STEINBUCH, 2002), DVD-Spiellern (KATAYAMA u. a., 1995), Festplattenlaufwerken (MESSNER und KEMPF, 1996), iomega ZIP-Laufwerken (SMITH und TOMIZUKA, 1996), optischen Laufwerken (YAN und LIN, 2002) und Videoköpfen in Videorekordern (HALLAMASEK u. a., 1992), Fräsmaschinen (STEVENS und LIANG, 1995), die Temperaturregelung bei der Wafer-Produktion (TAO u. a., 1994), Geräuschunterdrückung in Lüftungsrohren (LANGARI, 1997) und Körperschallreduktion (HILLERSTRÖM, 1996), Magnetströme im Protonensynchrotron (SATO u. a., 1991) und andere leistungselektronische Applikationen (ZHOU und WANG, 2003), Magnetlager (CURTELIN u. a., 1994), peristaltische Pumpen (HILLERSTRÖM und STERNBY, 1994), die Reduktion von Motorvibrationen (HATTORI u. a., 2001), Robotik (COSNER u. a., 1990), Präzisionsdrehmaschinen zum Runddrehen (CRUDELE und KURFESS, 2003) und Unrunddrehen (LUDWICK u. a., 1999), Stranggießen (MANAYATHARA u. a., 1996), thermoakustische Wärmetauscher (LI u. a., 2002), die Spiegelpositionierung von Wettersatelliten (BROBERG und MOLYET, 1994), Konstantgeschwindigkeitsrotationssysteme (SHE und NAKANO, 1996) und X/Y-Positioniertische (XU und YAO, 2001).

Diese Beispiele verdeutlichen, dass periodische Stör- oder Führungsgrößen in vielen Bereichen auftreten. Überlagern sich Störungen mit nicht rationalem Frequenzverhältnis, ist die aus der Überlagerung resultierende Störgröße dagegen nicht periodisch. Dieser Fall liegt bei der *Banddickenregelung* in Bandwalzwerken mit vier Walzen pro Walzgerüst vor (EDWARDS u. a., 1987), einer Anordnung, der nach EDWARDS u. a. (1995) die meisten Walzwerke entsprechen. In einem typischen Quarto-Walzwerk ergibt sich die resultierende Dicke des Bands aus dem Abstand zweier angetriebener Arbeitswalzen, zwischen denen es ausgewalzt wird. Die Arbeitswalzen werden dabei von zwei weiteren Walzen größeren Durchmessers gestützt, deren Rundlauffehler zusammen mit dem der Arbeitswalzen als periodische Störgrößenanteile auf die Banddicke einwirken. Durch den geringfügig differierenden Durchmesser der Stützwalzen entstehen Schwebungen und die resultierende Störgröße ist nicht periodisch. Da nicht der die Banddicke bestimmende Walzenabstand, sondern die Position der Walzenlager gemessen wird, ist die Problemstellung bei Walzwerken ähnlich der von Druckmaschinen und es sind spezielle Maßnahmen erforderlich, welche über die der lernenden Regelungen für periodische Stör- und Führungsgrößen hinaus gehen.

Viele Lösungsansätze basieren auf einer individuellen Modellierung der durch die einzelnen Walzen verursachten periodischen Anteile der Störgröße und berechnen die Stellgröße als Summe der zur Kompensation dieser Anteile erforderlichen Signale.

CLARKE (1974) sieht eine adaptive Steuerung vor, bei der die Messung der periodischen Signalanteile zu deren Trennung über ganze Perioden der gemeinsamen Grundschiwingung ausgeführt wird. Die Messung erfolgt winkelbezogen im Zeitbereich, indem Mittelwerte aus den zu gleichen Winkeln der verursachenden Walze gehörigen Werten berechnet und gespeichert werden, so dass keine selektive Frequenzelimination möglich ist. NAKAZATO u. a. (1983) beschreiben den erfolgreichen Einsatz dieses Verfahrens bei einem Walzwerk.

Zur Kompensation einer einzelnen durch Walzen-Unrundheiten verursachten periodischen Störgröße schlagen TEOH u. a. (1984) eine Störgrößenaufschaltung in Verbindung mit einem modellbasierten Störgrößenbeobachter vor. Durch Multi-Perioden-Filterung mit exponentieller Gewichtung wird dabei eine Periode des periodischen Signalanteils im Zeitbereich aus der ungefilterten Schätzgröße gewonnen und gespeichert. EDWARDS u. a. (1986) erweitern dieses Konzept zur Kompensation von mehreren überlagerten periodischen Signalen. Um Wechselwirkungen zu verringern, werden die durch Filterung gewonnenen periodischen Signalanteile von den Eingangssignalen der zur Gewinnung der anderen periodischen Signalanteile verwendeten Multi-Perioden-Filter subtrahiert. EDWARDS u. a. (1986) weisen außerdem darauf hin, dass aufgrund der veränderlichen Walzgeschwindigkeit eine winkelbezogene Implementierung des Verfahrens erforderlich ist. EDWARDS u. a. (1987) zeigen die mathematische Äquivalenz dieses Ansatzes im Zeitbereich zu Frequenzbereichsverfahren, wie der rekursiven DFT mit exponentieller Gewichtung, falls neben der Grundfrequenz auch alle Oberschwingungen kompensiert werden. Im Unterschied zum Zeitbereichsansatz erlaubt die Kompensation im Frequenzbereich allerdings auch eine selektive Frequenzelimination.

GARIMELLA und SRINIVASAN (1994) verwenden eine parallele Anordnung der von *Repetitive Control* bekannten positiv rückgekoppelten Totzeitglieder, um periodische Signale unterschiedlicher Frequenz zu kompensieren, so dass keine selektive Frequenzelimination möglich ist. Wechselwirkungen bei der Kompensation reduzieren sie durch zusätzliche Verbindungen zwischen den parallelgeschalteten Übertragungsfunktionen.

KUGI u. a. (1998) setzen den von der Schallkompensation bekannten *adaptiven LMS-Algorithmus* (*Least Mean Squares Adaptive Algorithm*) ein, welchen sie durch das Projektionstheorem im Hilbertraum begründen. Er wird auch als *stochastischer Gradientenalgorithmus* bezeichnet und entspricht dem Basisfunktionsalgorithmus aus Abschnitt 1.6.3.3. Er erlaubt eine selektive Frequenzelimination und vermeidet Wechselwirkungen zwischen den Kompensationsordnungen durch hinreichend kleine Wahl des Verstärkungsfaktors.

Das Verfahren von GARIMELLA und SRINIVASAN (1994) lässt sich den lernenden Regelungen mit internem Modell und die anderen genannten Ansätze den adaptiven Steuerungen zuordnen. Obwohl bei Walzwerken die resultierende Störgröße in der Regel nicht periodisch ist, setzen die Lösungsansätze auf denen der lernenden Regelungen für periodische Signale auf, ggf. ergänzt durch Maßnahmen zur Reduktion von Wechselwirkungen.

Sowohl bei Walzwerken als auch bei den lernenden Regelungen für periodische Signale sind die dominierenden Signalanteile zu kompensieren. Einzigartig bei Druckmaschinen ist jedoch, dass die in der Störgröße dominierenden Anteile ganzer Ordnung die Wiederholgenauigkeit nicht beeinträchtigen und gemäß den Anforderungen nur die nichtganzzahligen Ordnungen zu kompensieren sind. Auch die für Walzwerke entwickelten Verfahren sind somit nicht direkt einsetzbar. In den folgenden Abschnitten werden deshalb zunächst einige grundlegende Ansätze der lernenden Regelungen betrachtet.

1.6.3.2 Lernende Regelungen mit internem Modell

Die lernenden Regler mit internem Modell enthalten mindestens einen periodischen Signalgenerator und sind linear, was die Analyse der Kompensation vereinfacht. Je nach gewähltem Modell können sie entweder Frequenzen selektiv kompensieren oder beeinflussen bei Kompensation einer Frequenz auch deren Oberschwingungen. Bei ihnen befindet sich das Modell der Störgröße innerhalb der Rückkopplungsschleife und sie ändern grundsätzlich das Störübertragungsverhalten nicht nur an den Kompensationsfrequenzen. Bei hinreichend kleiner Wahl des Regler-Verstärkungsfaktors ist diese Änderung zwar vernachlässigbar, die Konvergenz der Kompensation dann allerdings sehr langsam.

Eine Möglichkeit der Modellierung einer periodischen Störgröße mit Periodendauer T ist durch ein positiv rückgekoppeltes Totzeitglied

$$G_T(s) = \frac{e^{-sT}}{1 - e^{-sT}}. \quad (1.13)$$

Diese Modellierung ermöglicht allerdings keine selektive Frequenzelimination, da neben der Grundschwingung mit Periodendauer T auch deren Oberschwingungen kompensiert werden, sofern der geschlossene Regelkreis stabil ist. Den einfachsten Fall, bei dem der Regler $G_R(s)$ nur aus dem Modell $G_T(s)$ besteht, veranschaulicht Abb. 1.27. Bei Konvergenz ist im eingeschwungenen Zustand die Regeldifferenz e null und im Totzeitglied e^{-sT} eine Periode des dazu erforderlichen periodischen Verlaufs der Stellgröße u gespeichert. Weil die Übertragungsfunktion in Gleichung (1.13) grenzstabile Pole an der Grundfrequenz und allen Oberschwingungen hat, ergeben sich bei dieser Wahl des Modells jedoch Stabilitätsprobleme.

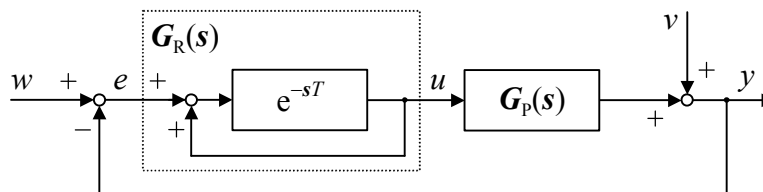


Abb. 1.27: Regelkreis bei Kompensation mit positiv rückgekoppeltem Totzeitglied

Zu deren Lösung enthält der Rückkopplungskreis im zeitdiskret formulierten Modell

$$G_Q(z) = \frac{z^{-n}}{1 - q(z)z^{-n}}, \quad n = \frac{T}{T_0} \in \mathbb{N} \quad (1.14)$$

des von TSAO und TOMIZUKA (1988) und CHEW und TOMIZUKA (1990a, 1990b) entwickelten und von KEMPF u. a. (1993) modifizierten *Q-Filter-Algorithmus* (Abb. 1.28) ein Moving-Average-Filter $q(z)$. Dieser Verzicht auf ein genaues Modell beeinträchtigt allerdings die

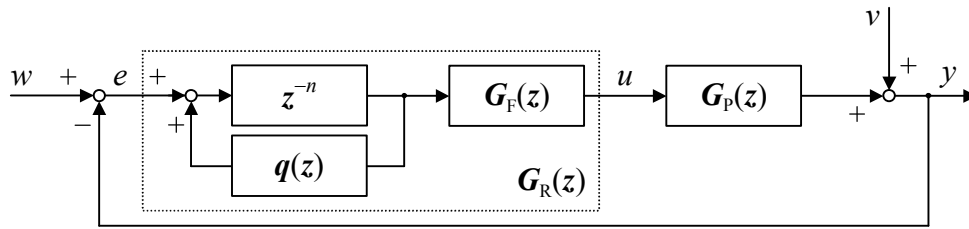


Abb. 1.28: Regelkreis beim Q-Filter-Algorithmus

Fähigkeit zu vollständiger Kompensation der Störgröße. TOMIZUKA u. a. (1989) diskutieren die Stabilitätsreserve des Q-Filter-Algorithmus und begründen zur Steigerung der Robustheit den Ausgleich der Prozessübertragungsfunktion durch Ansatz eines weiteren Filters $G_F(z)$ im Regler, dessen Entwurf ein parametrisches Prozessmodell erfordert.

Beim *Faltungsalgorithmus* von SIDMAN (1991) reicht dagegen die Kenntnis von Amplitudenverhältnis und Phasenverschiebung des Prozesses an den Kompensationsfrequenzen aus. Dieser bildet die Stellgröße durch Faltung einer periodischen Sequenz mit gespeicherten Werten der Regeldifferenz. Unter Berücksichtigung des Prozesses ergibt sich die periodische Sequenz als Summe harmonischer Schwingungen der Kompensationsfrequenzen. Die Auswahl einzelner Summenterme erlaubt zwar eine selektive Frequenzelimination, jedoch sind nur die Grundschwingung der Periodendauer T und deren Oberschwingungen kompensierbar. Da die Periode T der gemeinsamen Grundschwingung aller Kompensationsordnungen aus Tabelle 1.1 nach Gleichung (B.39) selbst bei Maximalgeschwindigkeit über 20 Minuten dauert, ist der Faltungsalgorithmus zur Kompensation dieser Ordnungen ungeeignet. Bei der von KEMPF u. a. (1993) modifizierten Variante des Faltungsalgorithmus mit internem Modell verursacht die Faltung zudem beträchtlichen Rechenaufwand.

Statt wie der Faltungsalgorithmus die Summe der harmonischen Schwingungen als Gewichtsfunktion zu repräsentieren und mit der Regeldifferenz zu falten, modellieren sie MESSNER und BODSON (1995) als Parallelschaltung von Übertragungsfunktionen

$$G_{Hi}(s) = K_{Hi} \frac{s \cos \varphi_{Hi} + \omega_{Ki} \sin \varphi_{Hi}}{s^2 + \omega_{Ki}^2} \quad (1.15)$$

mit Verstärkungsfaktoren K_{Hi} und Phasenparametern φ_{Hi} im Regler¹. Die Übertragungsfunktion nach Gleichung (1.15) oder eine entsprechende z -Übertragungsfunktion wird im Folgenden kurz als **Kompensator**² bezeichnet. Motiviert durch das von FRANCIS und WONHAM (1976) vorgestellte *Internal Model Principle* für lineare und schwach nichtlineare Systeme ist die Übertragungsfunktion nach Gleichung (1.15) die Laplace-Transformierte einer harmonischen Schwingung. Dieses Innere-Modell-Prinzip³ besagt, dass eine bleibende Regeldifferenz vermieden wird, falls die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ein Modell der exogenen Signale enthält und der geschlossene Regelkreis asymptotisch stabil ist.

Umgekehrt *muss* nach diesem Prinzip der offene Regelkreis ein Modell der Störgröße enthalten, um diese asymptotisch vollständig ausregeln zu können. Auch im *Störbeobachter* einer Zustandsregelung setzen HIPPE und WURMTHALER (1985) daher ein grenzstabiles Polpaar zur Kompensation einer harmonischen Störung an. Der Entwurf von Zustandsregelungen basiert allerdings auf einem parametrischen Prozessmodell.

Bei kleinem Verstärkungsfaktor des in Kapitel 4 noch ausführlicher beschriebenen Kompensators kann dessen Parametrierung dagegen auf Basis von Amplitudenverhältnis und Phasenverschiebung des Prozesses an der Kompensationsfrequenz erfolgen. Eine sehr grobe

¹ Ein Modell des Regelkreises zur Kompensation mehrerer Frequenzen zeigt Abb. 4.2.

² MESSNER und BODSON (1995) verwenden dafür den englischen Ausdruck Compensator.

³ So bezeichnet von LUNZE (2001).

Kenntnis der Phasenverschiebung reicht dann bereits zur Sicherstellung der Stabilität aus. Die Einschwingzeit der Kompensation hängt allerdings von Amplitudenverhältnis und Phasenverschiebung ab. Für kleine K_{Hi} ist der Phasenrand maximal und die Konvergenz am schnellsten, falls φ_{Hi} gleich der Phasenverschiebung φ_{pi} des Prozesses an der Kompensationskreisfrequenz ω_{Ki} gewählt wird.

Das Innere-Modell-Prinzip erlaubt großen Gestaltungsspielraum beim Reglerentwurf, so dass zahlreiche Varianten des Verfahrens möglich sind. Beispielsweise variieren MESSNER und BODSON (1995) zur Gestaltung der Stabilitäts- und Konvergenzeigenschaften für große K_{Hi} das Zählerpolynom, betrachten FUKUDA und TAKEHITO (1999) nur die Spezialfälle $\varphi_{Hi} \in \{0, \pi/2\}$ des Kompensators, und sehen BODSON u. a. (1994) vor einem Kompensator mit $\varphi_{Hi} = 0$ eine weitere Übertragungsfunktion im Regler vor.

Wie Faltungsalgorithmus und Kompensator muss nach dem Inneren-Modell-Prinzip jeder lineare Regler grenzstabile Pole an den Kompensationsfrequenzen haben, um diese asymptotisch vollständig kompensieren zu können. Für kleine Verstärkungsfaktoren K_{Hi} bestimmen diese Pole das Verhalten des Kompensators wesentlich und die Konvergenz der Kompensation ist gemäß Abschnitt 4.2 über die Parameter φ_{Hi} und K_{Hi} gestaltbar. Für den hier relevanten Fall kleiner Verstärkungsfaktoren lässt sich daher das Verhalten des Kompensators durch passende Parameterwahl an das anderer Kompensationsverfahren mit internem Modell für selektive Frequenzelimination und asymptotisch vollständige Kompensation angleichen und der Kompensator somit stellvertretend für diese Verfahren betrachten.

1.6.3.3 Adaptive Steuerungen

Die adaptiven Steuerungen verwenden ein externes Modell, das außerhalb der Rückkopplungsschleife platziert ist und über eine Rückführung angepasst wird (Abb. 1.29). Bei dieser vorherrschenden Sicht steht die Analogie zu den Steuerungen im Vordergrund, obwohl das dynamische Verhalten durch die Rückführung häufig dem einer Regelung entspricht. Das Modell besteht zumeist aus periodischen zeitabhängigen oder winkelabhängigen Basisfunktionen, mit denen eine am Eingang des Prozesses angreifend modellierte Störgröße v' nachgebildet wird. Bei exaktem Modell stimmen Modellwert \hat{v}' und tatsächlicher Wert v' der Störgröße überein und die Stellgröße $u = -\hat{v}'$ kompensiert die Störgröße vollständig. Da die Anpassung der Modellparameter mit Hilfe der rückgeführten Regelgröße y erfolgt, lassen sich auch die adaptiven Steuerungen durch das Modell in Abb. 1.26 beschreiben. Bei den Verfahren mit externem Modell wird der Regler allerdings nicht in Form von linearen Differential- oder Differenzengleichungen realisiert, was einerseits deren Analyse und Implementierung erschwert, andererseits aber eine winkelsynchrone Kompensation ermöglicht.

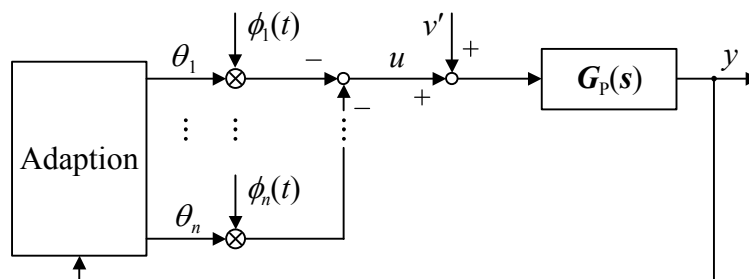


Abb. 1.29: Adaptive Steuerung mit Basisfunktionen $\phi_i(t)$

Der von TOMIZUKA und KEMPF (1990) beschriebene *Basisfunktionsalgorithmus*¹ für zeitdiskrete Signale modelliert die Störgröße als Fourier-Reihe deren Fourier-Koeffizienten mit einem Gradienten-Algorithmus berechnet werden. Die Beschränkung der Fourier-Reihe auf

¹ Die Bezeichnung *Basisfunktionsalgorithmus* (Basis Function Algorithm) wird von KEMPF u. a. (1993) verwendet.

ausgewählte Terme ermöglicht eine selektive Frequenzelimination. Zum Ausgleich der Prozessdynamik schließt das Verfahren eine Invertierung der Prozessübertragungsfunktion ohne Totzeit ein, wobei für Prozesse, deren Nullstellen nicht innerhalb des Einheitskreises liegen, eine näherungsweise Invertierung, entsprechend TOMIZUKA (1987), vorgeschlagen wird.

Unter der Bezeichnung *Desired Compensation Learning* präsentieren GUGLIELMO und SADEGH (1991) neben der zeitdiskreten auch eine kontinuierliche Version des Verfahrens und sehen darüber hinaus die Verwendung nichtsinusförmiger Basisfunktionen vor. Der *selbstlernende Beobachter* (*self-learning observer*) von WESSELAK u. a. (1999) ist die noch allgemeiner formulierte Variante des Algorithmus für kontinuierliche Signale, welche insbesondere auch die selektive Kompensation winkelabhängiger Störgrößen vorsieht. Er verwendet die inverse Prozessübertragungsfunktion, wobei WESSELAK u. a. (1999) auf die damit verbundene Invertierungsproblematik nicht eingehen¹.

Die Verwendung anderer Basisfunktionen ermöglicht beim von KEMPF u. a. (1993) beschriebenen *Lernalgorithmus* reduzierten Rechenaufwand und verbesserte Konvergenz, beeinträchtigt jedoch die Fähigkeit zu selektiver Frequenzauslöschung, da alle Harmonischen der Grundfrequenz bis zur *Nyquistfrequenz* (halben Abtastfrequenz) kompensiert werden. Sie ist auch von WESSELAK u. a. (1999) bei deren selbstlernendem Beobachter vorgesehen. In der diskreten Form des Lernalgorithmus ist nach KEMPF u. a. (1993) die theoretische Komplexität der kontinuierlichen Originalvariante von MESSNER u. a. (1991) erheblich reduziert. Wie der Basisfunktionsalgorithmus erfordert der Lernalgorithmus ein parametrisches Prozessmodell.

Der von MESSNER und BODSON (1995) beschriebene *Adaptive Feedforward Cancellation (AFC)-Algorithmus* mit sinusförmigen Regressoren berücksichtigt das Übertragungsverhalten des Prozesses an den Kompensationskreisfrequenzen ω_{k_i} wie der Kompensator durch Parameter K_{H_i} und φ_{H_i} und benötigt daher keine Prozessübertragungsfunktion. Sonst entspricht das Funktionsprinzip dem von Basisfunktionsalgorithmus und selbstlernendem Beobachter. Ein Modell des Algorithmus für kontinuierliche Signale zur Kompensation einer harmonischen Störung

$$v'(t) = a \cos(\omega_k t) + b \sin(\omega_k t) \quad (1.16)$$

der Kreisfrequenz ω_k ist in Abb. 1.30 dargestellt.

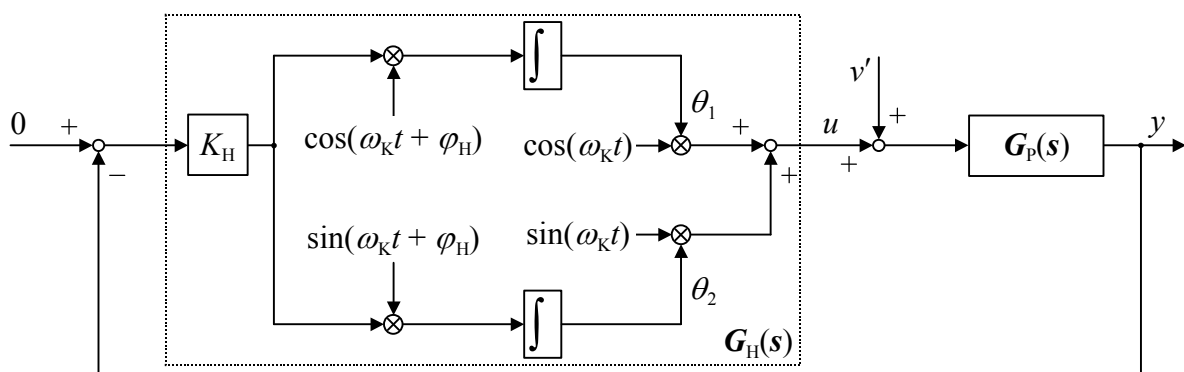


Abb. 1.30: Modell des AFC-Algorithmus mit sinusförmigen Regressoren

Die Stellgröße

$$u(t) = \theta_1 \cos(\omega_k t) + \theta_2 \sin(\omega_k t) \quad (1.17)$$

bewirkt vollständige Kompensation, wenn für die Parameter gilt

$$\theta_1 = -a, \quad \theta_2 = -b. \quad (1.18)$$

¹ Eines ihrer Beispiele enthält sogar eine nicht realisierbare Übertragungsfunktion mit Nullstellenüberschuss.

Die Aktualisierungsregel der Parameter ist

$$\dot{\theta}_1 = -K_H y \cos(\omega_K t + \varphi_H) \quad (1.19)$$

$$\dot{\theta}_2 = -K_H y \sin(\omega_K t + \varphi_H). \quad (1.20)$$

Durch Parallelschaltung mehrerer AFC-Algorithmen lassen sich mehrere Kreisfrequenzen kompensieren. Gemäß Anhang B.1 ist das E/A-Verhalten des Reglers äquivalent zu dem des Kompensators in Gleichung (1.15). Dessen Analyse in Kapitel 4 und die zugehörigen Ergebnisse in Kapitel 6 gelten daher zugleich für den AFC-Algorithmus.

Trotz gleichem E/A-Verhalten gibt es allerdings Unterschiede durch die verschiedenartige Umsetzung beider Verfahren. Während der Kompensator auf einem Digitalrechner durch eine lineare Differenzengleichung zweiter Ordnung implementiert werden kann, enthält der AFC-Algorithmus trigonometrische Funktionen, die einen deutlich höheren Rechenaufwand verursachen oder als Lookup-Tabelle realisiert werden müssen. Andererseits erlaubt der AFC-Algorithmus eine winkelbezogene Schwingungskompensation sowie einfaches Speichern und Wiederherstellen der Modellparameter θ_1 und θ_2 .

MESSNER und BODSON (1995) geben auch eine diskrete Variante des AFC-Algorithmus und die diesem entsprechende z -Übertragungsfunktion an.

Bei den adaptiven Steuerungen sind die den Regler beschreibenden Gleichungen nicht auf lineare Zusammenhänge beschränkt. Es sind daher grundsätzlich sehr unterschiedliche Ansätze möglich. Wie die ausgewählten Beispiele bereits andeuten, sind viele der bekannten Verfahren dennoch sehr ähnlich. Die vorherrschende Verwendung sinusförmiger Basisfunktionen ist durch die damit verbundene Möglichkeit zu selektiver Frequenzelimination erklärbar. Auch der überwiegende Einsatz des Gradienten-Algorithmus zur Berechnung der Modellkoeffizienten lässt sich begründen, nicht zuletzt durch das sich dabei ergebende lineare Reglerverhalten, welches die Analyse der adaptiven Steuerung vereinfacht.

Neben diesen das Modell kontinuierlich oder zu jedem Abtastzeitpunkt aktualisierenden Verfahren sind auch adaptive Steuerungen mit iterativer Aktualisierung des Modells bekannt. Zwischen den Aktualisierungszeitpunkten erfolgt bei diesen eine Messung der Regelgröße über mindestens eine Periode der Störgröße und als Ergebnis einer Signalverarbeitung dann die Aktualisierung des Modells. Durch die Vermeidung eines direkten Durchgriffs der Regelgröße auf die Stellgröße entspricht deren dynamisches Verhalten tatsächlich eher einer Steuerung als einer Regelung.

Die Originalvariante des in Abschnitt 1.6.3.2 beschriebenen *Faltungsalgorithmus* ist ein Beispiel eines solchen Verfahrens. SIDMAN (1991) sieht sie mehr als adaptives Signalverarbeitungssystem, das die Regelung verbessert, und weniger als adaptives Regelungssystem, welches die Regelung der Strecke verändert. Entsprechend dem Zeitablauf in Abb. 2.4 wird dabei das Modell iterativ durch Faltung einer periodischen Sequenz mit gemessenen und gespeicherten Werten der Regeldifferenz aktualisiert. Zwischen einer Iteration und dem Beginn der folgenden Messung findet ein explizit berücksichtigter Einschwingvorgang statt, so dass die Messungen in jeweils eingeschwungenen Zuständen des Prozesses erfolgen. Während KEMPF u. a. (1993) ihre modifizierte Variante des Faltungsalgorithmus als sehr rechenintensiv beschreiben, weist SIDMAN (1991) bei Vorstellung seiner Originalvariante darauf hin, dass die Faltung nicht zeitkritisch ist. Sie lässt sich deshalb quasi-offline oder als Hintergrundprozess ausführen und stellt somit nur geringe Anforderungen an die Rechenleistung.

1.6.3.4 Defizite und Nova

In Tabelle 1.4 sind noch einmal die wesentlichen Eigenschaften der vorgestellten Regelalgorithmen einander gegenübergestellt. Keines der zur Kompensation der dominierenden Anteile näherungsweise periodischer Signale entwickelten Verfahren erfüllt alle der in Abschnitt 1.5 genannten Anforderungen an eine geeignete Schwingungskompensation.

Algorithmus	Modell	Selektive Frequenzelimination	Änderung des Übertragungsverhaltens	Erforderliche Prozesskenntnis
Q-Filter-Algorithmus	intern	nein	parameterabhängig	Lineares parametrisches Prozessmodell
Faltungsalgorithmus nach KEMPF u. a. (1993)	intern	nur Oberschwingungen	parameterabhängig	Amplitudenverhältnis u. Phasenverschiebung an den Kompensationsfrequenzen
Störbeobachter	intern	ja	parameterabhängig	Lineares parametrisches Prozessmodell
Kompensator	intern	ja	parameterabhängig	Amplitudenverhältnis u. Phasenverschiebung an den Kompensationsfrequenzen
Basisfunktionsalgorithmus, Selbstlernender Beobachter	extern	ja	parameterabhängig	Lineares parametrisches Prozessmodell
Lernalgorithmus	extern	nein	parameterabhängig	Lineares parametrisches Prozessmodell
AFC-Algorithmus	extern	ja	parameterabhängig	Amplitudenverhältnis u. Phasenverschiebung an den Kompensationsfrequenzen
Faltungsalgorithmus von SIDMAN (1991)	extern	nur Oberschwingungen	nein	Amplitudenverhältnis u. Phasenverschiebung an den Kompensationsfrequenzen
Diskrete Schwingungskompensation	extern	ja	nein	Amplitudenverhältnis u. Phasenverschiebung an den Kompensationsfrequenzen

Tabelle 1.4: Vergleich der Regelungen zur Schwingungskompensation

So scheiden Verfahren wie Q-Filter-Algorithmus und Lernalgorithmus, welche immer auch Oberschwingungen einer Grundschwingung kompensieren, mangels Möglichkeit zu selektiver Frequenzelimination aus. Ebenso ist der Faltungsalgorithmus ungeeignet, da bei diesem alle selektierten Frequenzen einer Grundschwingung oder deren Oberschwingungen entsprechen müssen, und die Grundschwingungsperiode der Kompensationsordnungen aus Tabelle 1.1 sehr lange dauert.

Die übrigen das Modell kontinuierlich oder in jedem Abtastzeitpunkt aktualisierenden Verfahren verhalten sich aufgrund der in den Abschnitten 1.6.3.2 und 1.6.3.3 genannten Analogien zueinander sehr ähnlich. Alle ändern das Störübertragungsverhalten nicht nur an den Kompensationsfrequenzen und besitzen zumindest einen Parameter, der Einfluss auf das Ausmaß dieser unerwünschten Änderung hat. Bei hinreichend kleiner Wahl dieser Parameter ist die Abweichung vom angestrebten Störübertragungsverhalten in Gleichung (1.12) vernachlässigbar. Eine solche Parameterwahl entspricht allerdings einem kleinen Verstärkungsfaktor des Reglers und resultiert in einer sehr langsamen Konvergenz der Kompensation. Die angestrebte Kompensationswirkung wird dann zwar asymptotisch, jedoch nicht schnell genug erreicht.

Zudem genügen die auf einem linearen parametrischen Prozessmodell basierenden Verfahren nicht der Forderung nach möglichst geringer vorauszusetzender Prozesskenntnis.

Um der fehlenden Eignung der bekannten Verfahren für das vorliegende Kompensationsproblem zu begegnen, wurde vom Verfasser die *Diskrete Schwingungskompensation*¹ speziell für diese Anwendung neu entwickelt. Sie lässt sich den adaptiven Steuerungen mit iterativer Aktualisierung des Modells zuordnen und als geregelte Störgrößenaufschaltung charakterisieren, bei der die Stellgröße u von der Regeldifferenz e durch eine explizite Schwingungsmessung entkoppelt wird. Sie ermöglicht daher eine selektive Frequenz-

¹ Ein Modell des Regelkreises zeigt Abb. 2.3.

elimination ohne Änderung des Übertragungsverhaltens. Eine Anpassung des externen Modells erfolgt bei ihr nur in zeitdiskreten Regelungsschritten, zwischen denen eine Schwingungsmessung im stationären Zustand die Amplituden und Nullphasenwinkel der Kompensationsfrequenzen bestimmt. Die Zeit zwischen zwei Regelungsschritten ist daher länger als die Periodendauern der Kompensationsfrequenzen und nicht notwendigerweise konstant. Der Begriff **Regelungsschritt** entspricht dem der Iteration bei SIDMAN (1991) und unterstreicht die Analogie zwischen der Gleichung zur Aktualisierung des Modells und der Differenzengleichung eines Reglers. Durch die optimale Auslegung des Reglers werden bei linearem Prozess, exakter Kenntnis des Prozessfrequenzgangs an den Kompensationsfrequenzen und unter Vernachlässigung von Messfehlern stationäre Störungen bereits nach einem Regelungsschritt vollständig kompensiert. Zur Schwingungsmessung dient dabei ein Schätzverfahren, das mit verschiedenen Maßnahmen der Fehlerreduktion auch beim charakteristischen Signalspektrum einer Druckmaschine geringe Messfehler erlaubt.

Zum Vergleich der *Diskreten Schwingungskompensation* mit einem bekannten Ansatz wurde auch der in Abschnitt 1.6.3.2 beschriebene Kompensator untersucht. Unter den Verfahren mit Fähigkeit zu selektiver Frequenzelimination und ohne Erfordernis eines parametrischen Prozessmodells zeichnet er sich durch seine geringe Rechenintensität aus. Nach einer Adaption zur Schwingungskompensation in Druckmaschinen gelang es, seine Defizite durch Weiterentwicklungen zur Beschleunigung oder Vermeidung des Einschwingvorgangs auszuräumen und so seine Leistungsfähigkeit an die der *Diskreten Schwingungskompensation* anzugleichen. Das verbesserte Verfahren wird hier sehr allgemein nach dem Hauptunterscheidungsmerkmal als *Schwingungskompensation mit internem Modell* bezeichnet.

Die Ergebnisse von der Anwendung beider Verfahren in der Versuchsmaschine erlauben sowohl deren individuelle Eignungsbeurteilung als auch deren Vergleich und bestätigen dabei gleichzeitig die Realisierbarkeit des neuen Ansatzes, Passerschwankungen durch gezielte Kompensation nichtganzzahliger Ordnungen zu reduzieren.

1.7 Weiterer Aufbau der Arbeit

Kapitel 2 stellt zunächst als Kompensationsverfahren mit externem Modell die vom Autor für die speziellen Anforderungen der Anwendung entwickelte *Diskrete Schwingungskompensation* vor.

Kapitel 3 widmet sich der von dieser benötigten Schwingungsmessung.

Kapitel 4 erläutert als alternatives Kompensationsverfahren die auf dem Inneren-Modell-Prinzip basierende *Schwingungskompensation mit internem Modell*.

Kapitel 5 präsentiert Ergebnisse einer experimentellen Prozessanalyse zur Beurteilung, in welchem Maße Linearität und Invarianz des Prozesses den Anforderungen der vorgestellten Kompensationsverfahren genügen.

Kapitel 6 weist die Eignung beider Kompensationsverfahren zur erforderlichen Steigerung der Wiederholgenauigkeit durch Versuchsergebnisse nach und verifiziert das Passermodell des Zusammenhangs zwischen Bogen- und Zylinderpasser an Druckergebnissen. Ein Vergleich der Verfahren rundet die Ergebnisse ab.

Kapitel 7 fasst den Inhalt der Arbeit noch einmal zusammen und gibt einen Ausblick.

Der Anhang schließlich vermittelt bei Bedarf die Grundlagen zur Beschreibung, Überlagerung und Übertragung zeit- und winkelbezogener Schwingungen und enthält umfangreichere Herleitungen.

2 Diskrete Schwingungskompensation (DSK)

2.1 Überblick

Die *Diskrete Schwingungskompensation (DSK)* ist ein Verfahren zur selektiven Kompensation von Schwingungen bekannter Ordnung oder Frequenz. Sie verwendet ein externes Modell und beschreibt die Stellgröße u als Summe harmonischer Schwingungen. Um die Wirkung auf diskrete Kompensationsordnungen zu beschränken, erfolgt die Regelung der DSK iterativ im Frequenzbereich auf Basis komplexer Amplituden. Die Messung der komplexen Amplituden entspricht einer auf die Kompensationsordnungen beschränkten Transformation der Regelgröße y in den Frequenzbereich und wird in diesem Kapitel nur durch fehlerbehaftete Messwerte berücksichtigt, in Kapitel 3 jedoch ausführlich vorgestellt.

Da in einer Druckmaschine winkelabhängige Anregungen dominieren, ist zur Repräsentation der auftretenden Schwingungen eine winkelbezogene Darstellung vorteilhaft. Damit bezieht sich der Nullphasenwinkel aller Schwingungen einer Ordnung auf einen während des Betriebs der Maschine eindeutigen Referenzwinkel. Dies ermöglicht nach Druckunterbrechungen eine einfache Wiederherstellung zuvor bei stationärer Kompensation gespeicherter Kompensationsparameter. Beim Einsatz der DSK an im Druckbetrieb häufig nur drehzahlgeregelten konventionellen Bogendruckmaschinen lässt sich zudem durch Berechnung des Referenzwinkels aus dem fortlaufend gemessenen Maschinenwinkel eine Phasendrift zwischen stationärer Störung und Kompensationsschwingung verhindern.

Anhang A enthält die erforderlichen Grundlagen zur Beschreibung zeit- und winkelbezogener Schwingungen mit reellen und komplexen Gleichungen, deren Darstellung im Zeigerdiagramm, Überlagerung und Übertragung durch asymptotisch stabile *SISOLTI*-Systeme (single-input single-output linear time-invariant). Demnach ist eine winkelbezogene Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{yi}) \quad (2.1)$$

der Ordnung r_i mit Amplitude y_{oi} und auf den **Referenzwinkel**

$$\varphi_{ri} = r_i \varphi \quad (2.2)$$

bezogenem Nullphasenwinkel α_{yi} auch als komplexe Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} e^{j(r_i \varphi + \alpha_{yi})} = y_{oi} e^{j r_i \varphi} \quad (2.3)$$

darstellbar, deren Realteil sie entspricht. Die **komplexe Amplitude**

$$y_{oi} = y_{oi} e^{j \alpha_{yi}} \quad (2.4)$$

der Schwingung ist unabhängig von φ und fasst Amplitude y_{oi} und Nullphasenwinkel α_{yi} zu einer komplexen Größe zusammen. Der **Leitwinkel** $\varphi \in \mathbb{R}$ entspricht dem stetigen Winkel eines mit Druckfrequenz f_0 rotierenden Maschinenzylinders. Im Folgenden sei φ entsprechend Abb. 1.15 als Winkelsollwert φ_{Soll} gewählt, so dass bei konstanter Sollwinkelgeschwindigkeit ω_{Soll} der Maschine und geeigneter Wahl der Anfangsbedingungen gilt

$$r_i \varphi = r_i \varphi_{\text{Soll}} = r_i \omega_{\text{Soll}} t = \omega_{Ki} t. \quad (2.5)$$

Da die winkelbezogene Repräsentation die Synchronisierung der Kompensation mit einer durch feste Getriebeübersetzung winkelbezogenen Störung fördert, werden im Folgenden winkelbezogene Schwingungen der Ordnung r_i betrachtet, welche sich durch die reelle Gleichung (2.1) oder die komplexe Gleichung (2.3) beschreiben lassen. Weil das Produkt $r_i \varphi$ nach Gleichung (2.5) durch $\omega_{Ki} t$ substituiert werden kann, gilt die gesamte Herleitung jedoch auch für die Kompensation zeitabhängiger Schwingungen der Kreisfrequenz ω_{Ki} .

Die DSK basiert auf Zusammenhängen, die sich nach Anhang A bei Überlagerung von Schwingungen in linearen Systemen ergeben:

1. Eine Schwingung der Ordnung r_i wird durch Überlagerung einer gegenphasigen Schwingung gleicher Ordnung und Amplitude vollständig kompensiert.
2. Da die Überlagerung zweier Schwingungen der Ordnung r_i wieder in einer Schwingung der Ordnung r_i oder vollständiger Kompensation resultiert, bleiben andere Ordnungen unbeeinflusst, so dass sich mehrere Ordnungen unabhängig voneinander kompensieren lassen.
3. Bei Überlagerung einer unbekannten Störung der Ordnung r_i mit einer bekannten Schwingung gleicher Ordnung kann durch Messung der resultierenden Schwingung die Störung berechnet werden. Diese indirekte Messung einer auch teilweise kompensierten Störung ermöglicht eine Regelung der Kompensation.

Ziel ist die vollständige Elimination einer Schwingung der Ordnung r_i aus der Regelgröße y durch Addition einer **Kompensationsschwingung** zur Stellgröße u am Eingang eines Prozesses gemäß Abb. 1.16.

Die Regelgröße ist im Anwendungsbeispiel der Abb. 1.15 der Differenzweg d am Umfang der getrennten Zylinder und u die additiv in den Sollstrom u_{M3} des Motors 3 eingehende Stellgröße. Der für die Kompensation relevante Prozess umfasst das gesamte System von der Stellgröße u am Ausgang des Kompensationsblocks bis zum Differenzweg d an dessen Eingang. Die Winkelregelungen der Maschine, als Bestandteil des so modellierten Prozesses, stellen dessen asymptotische Stabilität sicher. Die Herleitung der DSK erfolgt für einen SISOLTI-Prozess, entsprechend Anhang A.5. In geeigneter Variante ist sie jedoch auch bei schwach nichtlinearen und zeitvarianten Prozessen mit mehr Praxisrelevanz anwendbar.

Nachfolgend wird die Kompensation einer einzelnen Störung der Ordnung r_i beschrieben. Das Prinzip der linearen Superposition erlaubt bei linearem Prozess jedoch eine unabhängige parallele Anwendung des Verfahrens zur Kompensation prinzipiell beliebig vieler Ordnungen.

2.2 Gesteuerte DSK

In Abb. 2.1 ist der Prozess mit Stellgröße u und Regelgröße y als Bestandteil einer Kompensation durch Störgrößenaufschaltung zur Erläuterung der DSK dargestellt. Da der Prozess stabil ist, beschränkt sich die Aufgabe der Kompensation auf die Elimination einer in y auftretenden heteronomen Schwingung $y_i(\varphi)$ der Ordnung r_i . Die Wirkung aller verteilt in der Maschine auftretenden Anregungen dieser Ordnung lässt sich bei linearem Prozess durch eine einzige an dessen Ausgang angreifende Störung modellieren. Im Folgenden werden nur stationäre Zustände betrachtet und im Sinne einer selektiven Frequenzbereichsdarstellung nur die in den Signalen u , v und y enthaltenen für die Kompensation relevanten Schwingungen $u_i(\varphi)$, $v_i(\varphi)$ und $y_i(\varphi)$ der Ordnung r_i . Andere in den Signalen u , v und y enthaltene Ordnungen beeinflussen diese Schwingungen nicht. Insbesondere haben andere in der Stellgröße u enthaltene Ordnungen aufgrund der angenommenen Linearität des Prozesses keinen Einfluss auf die Schwingung $y_i(\varphi)$.

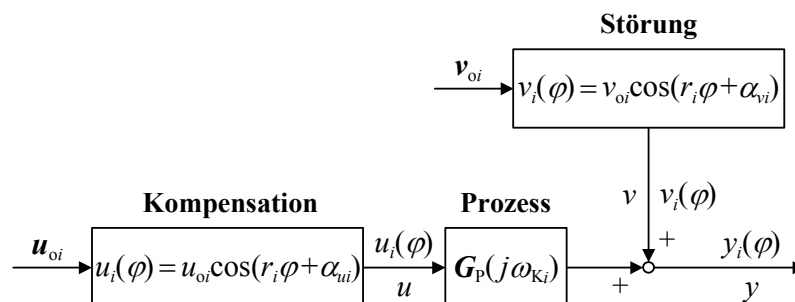


Abb. 2.1: Modell der gesteuerten DSK für Ordnung r_i

Eine in y enthaltene Störung $v_i(\varphi)$ der Ordnung r_i mit Amplitude v_{oi} und Nullphasenwinkel α_{vi} wird durch eine Kompensationsschwingung $u_i(\varphi)$ gleicher Ordnung mit Amplitude u_{oi} und Nullphasenwinkel α_{ui} in der Stellgröße u neutralisiert, wenn für die komplexen Amplituden gilt

$$\mathbf{u}_{oi} \mathbf{G}_P(j\omega_{Ki}) + \mathbf{v}_{oi} = 0. \quad (2.6)$$

Dabei fasst die komplexe Amplitude

$$\mathbf{v}_{oi} = v_{oi} e^{j\alpha_{vi}} \quad (2.7)$$

die **Störungsparameter** v_{oi} und α_{vi} zusammen und die komplexe Amplitude

$$\mathbf{u}_{oi} = u_{oi} e^{j\alpha_{ui}} \quad (2.8)$$

entsprechend die **Kompensationsparameter** u_{oi} und α_{ui} .

$\mathbf{G}_P(j\omega_{Ki})$ ist der Wert des Prozessfrequenzgangs $\mathbf{G}_P(j\omega)$ an der Kompensationskreisfrequenz ω_{Ki} , die der Ordnung r_i entspricht. Er kann mit dem in Abschnitt 2.4 beschriebenen Identifikationsverfahren gemessen werden und fasst Amplitudenverhältnis K_{pi} und Phasenverschiebung φ_{pi} des Prozesses an ω_{Ki} , die im Folgenden auch kurz als **Prozessparameter** bezeichnet werden, zusammen gemäß

$$\mathbf{G}_P(j\omega_{Ki}) = K_{pi} e^{j\varphi_{pi}}. \quad (2.9)$$

Eine Störung mit zeitinvarianter komplexer Amplitude kann demnach mit einer Störgrößenaufschaltung, entsprechend Abschnitt 1.6.2, kompensiert werden, welche eine Kompensationsschwingung $u_i(\varphi)$ mit komplexer Amplitude

$$\boxed{\mathbf{u}_{oi} = -\frac{\mathbf{v}_{oi}}{\mathbf{G}_P(j\omega_{Ki})}} \quad (2.10)$$

als Funktion des Winkels φ generiert. Aus \mathbf{u}_{oi} lässt sich die Amplitude als Betrag

$$u_{oi} = |\mathbf{u}_{oi}| \quad (2.11)$$

und der Nullphasenwinkel als Argument

$$\alpha_{ui} = \arg(\mathbf{u}_{oi}) \quad (2.12)$$

berechnen und als Funktion des Winkels φ daraus die Kompensationsschwingung

$$u_i(\varphi) = u_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{ui}). \quad (2.13)$$

Bei zeitdiskreter Berechnung der Kompensationsschwingung mit nachfolgendem Halteglied nullter Ordnung werden am Eingang des zeitkontinuierlichen Prozesses neben der Ordnung r_i noch weitere Schwingungen erzeugt. Um diesen unerwünschten Effekt vernachlässigen zu können, ist eine ausreichend kurze Abtastzeit erforderlich. Nach LUNZE (2002) muss für ein dem kontinuierlichen Regelkreis entsprechendes Verhalten die Abtastfrequenz einer digitalen Regelung etwa das Zwanzigfache der höchsten im Regelkreis auftretenden Frequenz betragen. Dies war bei den Versuchen für alle Kompensationsordnungen erfüllt. Im Folgenden wird von einer quasikontinuierlichen Störgrößenaufschaltung ausgegangen, die eine näherungsweise harmonische Schwingung der Ordnung r_i generiert. Zur Senkung der Hardwareanforderungen für eine Serienlösung werden in Abschnitt 6.4.2 jedoch auch Möglichkeiten zum Einsatz größerer Abtastzeiten diskutiert.

Sind Prozess- und Störungsparameter zeitinvariant, gilt dies nach Gleichung (2.10) ebenso für die optimalen Kompensationsparameter, und die gesteuerte DSK als einfachste Variante des

Verfahrens ist anwendbar. Dabei werden für eine gegebene Druckfrequenz f_0 die optimalen Parameter u_{oi} und α_{ui} zur Kompensation der Ordnung r_i einmalig vorab ermittelt und persistent gespeichert. Die Kompensationsparameter sind dann zeitinvariante Funktionen $u_{oi}(f_0)$ und $\alpha_{ui}(f_0)$ der Druckfrequenz, deren Funktionswerte an Stützstellen in einem einmaligen Kalibrierungslauf bestimmt und zwischen diesen Stützstellen interpoliert werden können. Zur Ermittlung der optimalen Kompensationsparameter eignen sich die nachfolgend vorgestellten DSK-Varianten mit Schwingungsmessung. Die Anwendung der Kompensation auf Basis der gespeicherten Daten erfolgt dann ohne weitere Schwingungsmessung. Da die Kompensationsparameter fest gespeichert sind, eignet sich die gesteuerte DSK vor allem zur *Anwendung bei zeitinvariantem Prozess und zeitinvarianten Störungen*.

Im Anwendungsbeispiel ist φ der Sollwinkel der getrennten Zylinder, für den eine fortlaufende Repräsentation in aufeinanderfolgenden Umdrehungen angenommen wird. Der Nullphasenwinkel α_{ui} der Kompensationsordnung r_i bezieht sich dagegen auf den Referenzwinkel $r_i\varphi$, wobei r_i positiv rational bei durch Getriebe festem Übersetzungsverhältnis zwischen der die Störung verursachenden Achse und den getrennten Zylindern ist. Wird die fortlaufende Repräsentation des Winkels φ durch Ausschalten der Maschine unterbrochen, erfordert es die gesteuerte DSK durch geeignete Maßnahmen sicherzustellen, dass der neue Winkel $r_i\varphi$ dem Referenzwinkel entspricht, für den α_{ui} ermittelt wurde.

Abb. 2.2 verdeutlicht am Beispiel der Ordnung 35/11, dass bei gleicher Winkelstellung der getrennten Zylinder eine störungsverursachende Anregungsachse eine von 11 Winkelstellungen einnehmen kann. Die Zahlen am Kreisumfang bezeichnen die Anzahl ganzer Umdrehungen der einfachgroßen Zylinder, nach der die Anregungsachse die jeweilige Stellung einnimmt. Erst nach 11 Umdrehungen der einfachgroßen Zylinder erreicht sie gemeinsam mit diesen wieder ihre Anfangsstellung. Nach Einschalten der Maschine lässt sich deshalb aus einer Messung der Zylinderstellung mit nur einer unterscheidbaren Umdrehung kein eindeutiger Referenzwinkel für den gespeicherten Nullphasenwinkel α_{ui} zur Kompensation der Ordnung r_i gewinnen. Eine direkte Messung des Winkels der Anregungsachse kann dies zwar sicherstellen, erfordert allerdings zusätzliche Sensorik. Die geregelte DSK vermeidet dieses Problem durch eine Schwingungsmessung.

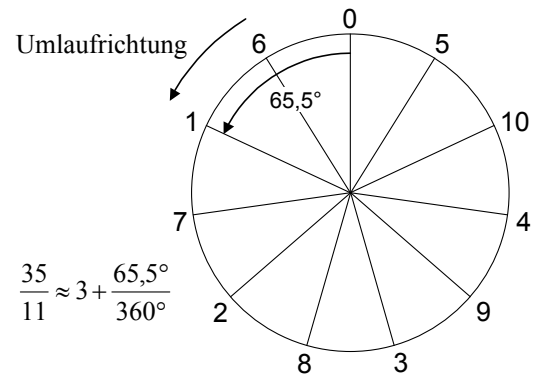


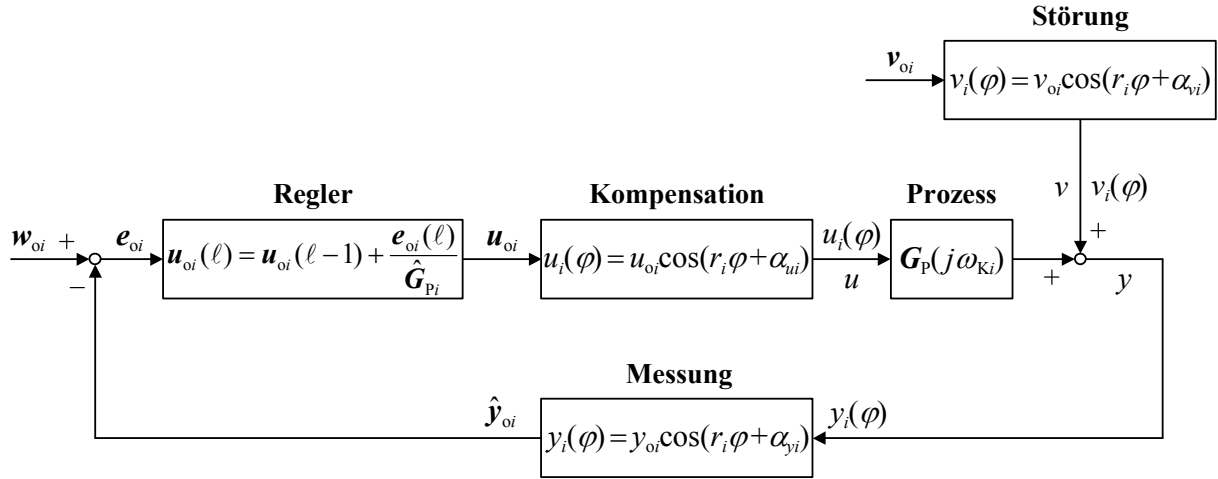
Abb. 2.2: Unterschiedliche Stellungen der Anregungsachse bei gleichem Maschinenwinkel für $r_i = 35/11$

2.3 Geregelte DSK

Ist die komplexe Amplitude v_{oi} der Störung unbekannt, kann das zu deren Kompensation führende u_{oi} unter Modellannahmen aus einem durch Schwingungsmessung gemäß Kapitel 3 ermittelten Messwert \hat{y}_{oi} der komplexen Amplitude y_{oi} in der Regelgröße y berechnet werden. Ohne Kompensation ist $u_{oi} = 0$ und unter Vernachlässigung von Messfehlern $\hat{y}_{oi} = y_{oi} = v_{oi}$, woraus mit Gleichung (2.10) folgt, dass sich bei einem SISOLTI-Prozess mit bekanntem $G_p(j\omega_{Ki})$ unter Vernachlässigung von Messfehlern nach einer einzigen Schwingungsmessung eine stationäre Störung vollständig kompensieren lässt mit der komplexen Amplitude

$$u_{oi} = -\frac{\hat{y}_{oi}}{G_p(j\omega_{Ki})}. \quad (2.14)$$

In der Praxis auftretende Abweichungen von diesen Modellannahmen erfordern zur Sicherstellung asymptotisch vollständiger Kompensation eine Rückführung im geschlossenen Regelkreis.

Abb. 2.3: Modell der geregelten DSK für Ordnung r_i

Die in Abb. 2.3 dargestellte geregelte DSK basiert auf der Überlagerung zweier Schwingungen gemäß Anhang A.4. Sie berechnet die optimalen Kompensationsparameter auch während der Kompensation zyklisch aus gemessenen Schwingungsparametern und den während deren Messung gültigen Kompensationsparametern. Nach jeder Änderung der Kompensationsparameter findet ein Einschwingvorgang des Prozesses statt. Um Schwingungsmessungen in jeweils eingeschwungenen Zuständen zu erlauben, erfolgt die Regelung zu zeitdiskreten Regelungsschritten, deren zeitlicher Abstand größer als die Einschwingzeit des Prozesses ist. Ein exemplarischer Zeitablauf der Regelung ist Abb. 2.4 zu entnehmen. Unmittelbar vor Regelungsschritt ℓ erfolgt zunächst im eingeschwungenen Zustand eine Messung der komplexen Amplitude $y_{oi}(\ell)$. In Regelungsschritt ℓ wird aus dem dabei ermittelten Messwert $\hat{y}_{oi}(\ell)$ und der komplexen Amplitude $u_{oi}(\ell-1)$, der während der Messung anliegenden Kompensationsschwingung, die neue komplexe Amplitude $u_{oi}(\ell)$ der Kompensation berechnet. Die Beschränkung der Messungen auf jeweils eingeschwungene Zustände erlaubt eine quasi-stationäre Betrachtungsweise und variable Zeitabstände zwischen den Regelungsschritten. Aufgrund derer ist die Variable ℓ nicht als diskrete Zeiteinheit interpretierbar, sondern nur als Nummer zur Festlegung einer Reihenfolge der Regelungsschritte.

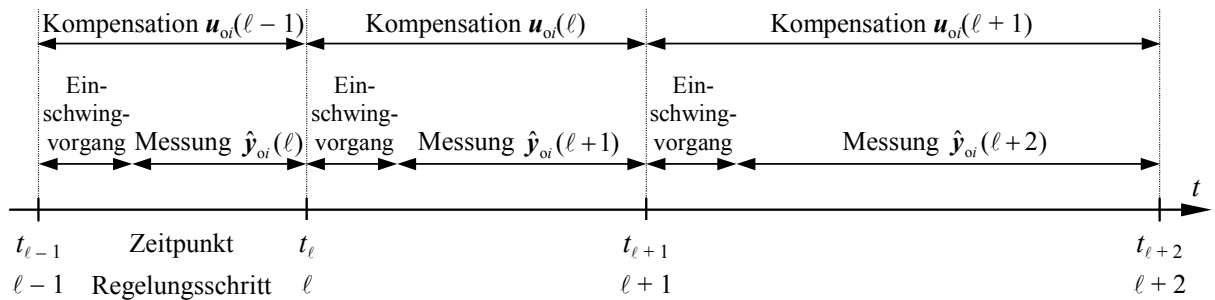


Abb. 2.4: Zeitablauf der geregelten DSK

In Regelungsschritt ℓ gilt nach Abb. 2.3

$$u_{oi}(\ell-1)G_P(j\omega_{Ki}) + v_{oi}(\ell) = y_{oi}(\ell) \quad (2.15)$$

und in Regelungsschritt $\ell+1$

$$u_{oi}(\ell)G_P(j\omega_{Ki}) + v_{oi}(\ell+1) = y_{oi}(\ell+1). \quad (2.16)$$

Ist die komplexe Amplitude der Störung in beiden Regelungsschritten gleich, d.h. $v_{oi}(\ell) = v_{oi}(\ell+1)$, liefert die Subtraktion der Gleichung (2.15) von Gleichung (2.16)

$$u_{oi}(\ell)G_P(j\omega_{Ki}) - u_{oi}(\ell-1)G_P(j\omega_{Ki}) = y_{oi}(\ell+1) - y_{oi}(\ell). \quad (2.17)$$

Für das in Regelungsschritt ℓ berechnete $\mathbf{u}_{oi}(\ell)$ folgt bei Verwendung eines Messwerts $\hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell)$ für $\mathbf{y}_{oi}(\ell)$ und Forderung vollständiger Kompensation im nächsten Regelungsschritt, d. h. $\mathbf{y}_{oi}(\ell+1)=0$, als lineare Gleichung der geregelten DSK

$$\mathbf{u}_{oi}(\ell) = \mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \frac{\hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell)}{\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})}. \quad (2.18)$$

Für diese Annahmen sind die durch die Gleichungen (2.15) und (2.16) beschriebenen eingeschwungenen Zustände in Abb. 2.5 als Zeigerdiagramme dargestellt.

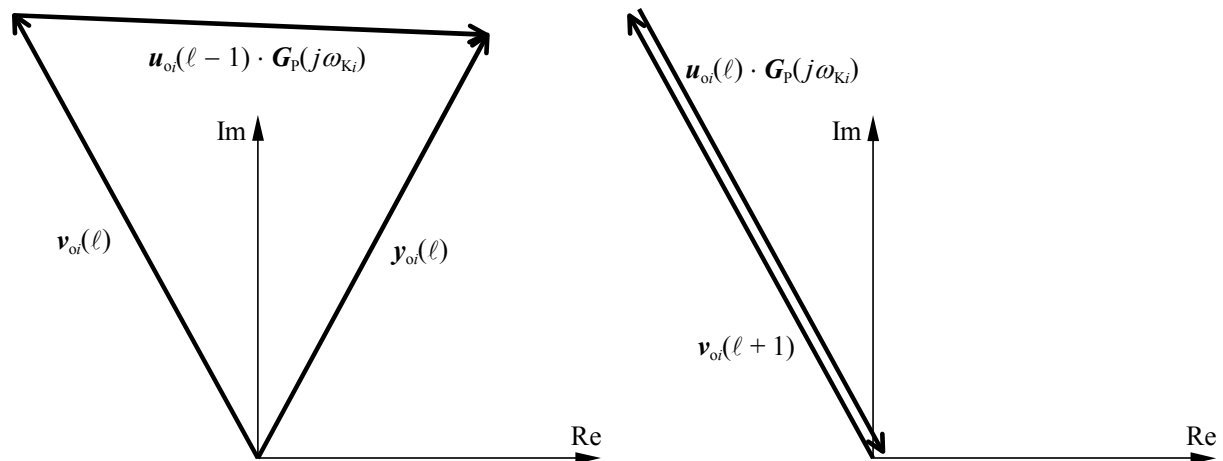


Abb. 2.5: Zeigerdiagramme der geregelten DSK für die Regelungsschritte ℓ und $\ell + 1$

Bei Vorgabe eines Sollwerts¹ \mathbf{w}_{oi} für $\hat{\mathbf{y}}_{oi}$ entsprechend Abb. 2.3 folgt mit der Regeldifferenz

$$\mathbf{e}_{oi}(\ell) = \mathbf{w}_{oi}(\ell) - \hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell) \quad (2.19)$$

und der Forderung nach Angleichung von $\hat{\mathbf{y}}_{oi}$ an den aktuellen Sollwert im nächsten Regelungsschritt, d. h. $\hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell+1) = \mathbf{w}_{oi}(\ell)$, die *Berechnungsgleichung des Reglers*

$$\boxed{\mathbf{u}_{oi}(\ell) = \mathbf{u}_{oi}(\ell-1) + \frac{\mathbf{e}_{oi}(\ell)}{\hat{\mathbf{G}}_{pi}}}. \quad (2.20)$$

Darin ist $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ ein Messwert von $\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})$, der direkt nach Abschnitt 2.4 ermittelt und zur Anwendung von Gleichung (2.20) gespeichert werden kann. Die beschriebene Regelung arbeitet im Frequenzbereich auf Basis komplexer Amplituden. Regelgröße ist der aus dem gemessenen Signal y gemäß Kapitel 3 berechnete Messwert $\hat{\mathbf{y}}_{oi}$ der komplexen Amplitude.

Die Reglergleichung (2.20) wurde ohne die einschränkende Annahme zeitlich äquidistanter Regelungsschritte hergeleitet, da sich deren Abstand nach Abb. 2.4 mit der Messdauer ändern kann. Aufgrund der einfachen Beziehungen erfolgte dabei der Entwurf des Reglers direkt im Originalbereich der komplexen Amplituden, ist zur Vertiefung in Anhang B.2 jedoch auch noch einmal im Bildbereich der z -Transformation angegeben. Diese alternative Herleitung bestätigt, dass Gleichung (2.20) einen Deadbeat-Regler beschreibt, d. h. einen Kompensationsregler für endliche Einstellzeit, der unter den oben genannten Modellannahmen die Regeldifferenz bereits in einem Regelungsschritt vollständig eliminiert. Weil Gleichung (2.20) auch ein integrierendes Verhalten beschreibt, resultiert bei Abweichungen zwischen $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ und $\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})$ eine sukzessive Reduktion der Regeldifferenz, falls die Regelung asymptotisch stabil ist.

Da zwar Änderungen der Störungsparameter, nicht jedoch der Prozessparameter berücksichtigt werden, eignet sich die geregelte DSK vor allem zur *Anwendung bei zeitinvariantem Prozess und instationären Störungen*, welche sich nur langsam ändern.

¹ In der Regel ist $\mathbf{w}_{oi} = 0$. Abschnitt 6.2.4 begründet jedoch auch die Vorgabe eines Sollwerts $\mathbf{w}_{oi} \neq 0$.

2.4 Adaptive DSK

Ist der Wert $G_p(j\omega_{Ki})$ des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationskreisfrequenz ω_{Ki} nicht oder nur unzureichend bekannt oder unterliegt er Schwankungen, so bietet sich dessen Messung vor, am Beginn und/oder während der geregelten DSK an. Das hier vorgestellte Identifikationsverfahren erlaubt die Bestimmung des in Reglergleichung (2.20) eingehenden Messwerts \hat{G}_{pi} von $G_p(j\omega_{Ki})$ mit geringem Zusatzaufwand. Eine Kompensation von Störungen bekannter Ordnung ist damit auch ohne a priori-Kenntnis des Prozessübertragungsverhaltens möglich. Bei Messung des Werts $G_p(j\omega_{Ki})$ mit orthogonaler Korrelation, einem etablierten Verfahren zur Frequenzgangmessung, entstünden im Allgemeinen systematische Fehler, weil die von ISERMANN (1988b) genannte Voraussetzung der Unkorreliertheit zwischen Testsignal und Störung nicht erfüllt ist. Die adaptive DSK identifiziert deshalb das aktuelle $G_p(j\omega_{Ki})$ aus mindestens zwei Schwingungsmessungen bei Kompensationsschwingungen unterschiedlicher komplexer Amplitude u_{oi} . Der einfachste Fall basiert auf Messungen zu zwei Regelungsschritten $\ell - 1$ und ℓ . Durch Verschiebung um einen Regelungsschritt folgt aus Gleichung (2.15) für Regelungsschritt $\ell - 1$

$$u_{oi}(\ell - 2)G_p(j\omega_{Ki}) + v_{oi}(\ell - 1) = y_{oi}(\ell - 1). \quad (2.21)$$

Subtraktion der Gleichung (2.21) von Gleichung (2.15) ergibt bei unveränderten Störungsparametern in beiden Regelungsschritten, d. h. $v_{oi}(\ell - 1) = v_{oi}(\ell)$,

$$u_{oi}(\ell - 1)G_p(j\omega_{Ki}) - u_{oi}(\ell - 2)G_p(j\omega_{Ki}) = y_{oi}(\ell) - y_{oi}(\ell - 1). \quad (2.22)$$

Gleichung (2.22) lässt sich ausgehend vom linken Zeigerdiagramm in Abb. 2.5 veranschaulichen, das die durch Gleichung (2.15) beschriebene Beziehung für Regelungsschritt ℓ zeigt. Es ist in Abb. 2.6 um die durch Gleichung (2.21) beschriebene Beziehung für Regelungsschritt $\ell - 1$ ergänzt. Abb. 2.6 verdeutlicht die Übereinstimmung der beiden Vektordifferenzen in Gleichung (2.22) durch die unveränderte komplexe Störungsamplitude. Diese erlaubt die Identifikation von $G_p(j\omega_{Ki})$ aus nur zwei verschiedenen eingeschwungenen Zuständen, welche den beiden Punkten $y_{oi}(\ell)$ und $y_{oi}(\ell - 1)$ in der komplexen Ebene entsprechen.

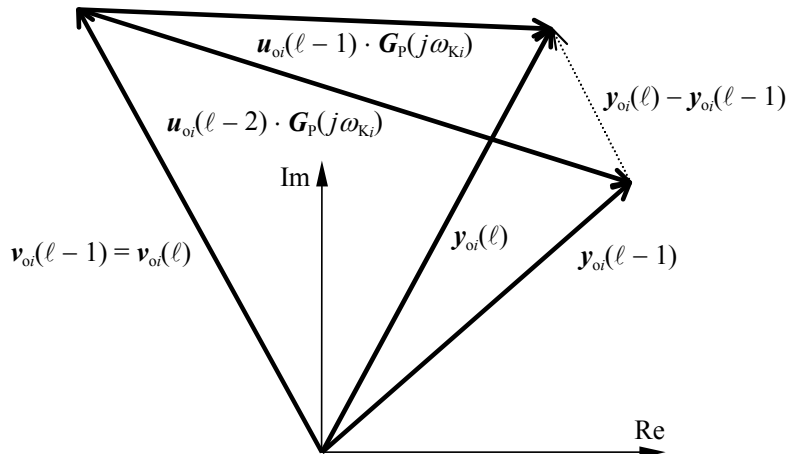


Abb. 2.6: Zeigerdiagramm der Identifikation aus den Regelungsschritten $\ell - 1$ und ℓ

Auflösung von Gleichung (2.22) nach $G_p(j\omega_{Ki})$ ergibt für $u_{oi}(\ell - 1) \neq u_{oi}(\ell - 2)$

$$G_p(j\omega_{Ki}) = \frac{y_{oi}(\ell) - y_{oi}(\ell - 1)}{u_{oi}(\ell - 1) - u_{oi}(\ell - 2)}. \quad (2.23)$$

Für $u_{oi}(\ell - 1) = u_{oi}(\ell - 2)$ sind die Kompensationsschwingungen in beiden Regelungsschritten gleich und es ist keine Identifikation möglich. Unter Berücksichtigung, dass die Schwingungsmessung nur einen fehlerbehafteten Messwert \hat{y}_{oi} der tatsächlichen komplexen Amplitude y_{oi}

liefert, folgt aus Gleichung (2.23) die *Berechnungsgleichung der Identifikation* zur Bestimmung eines Messwerts $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationskreisfrequenz ω_{Ki}

$$\hat{\mathbf{G}}_{pi} = \frac{\hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell) - \hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell-1)}{\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)}. \quad (2.24)$$

Enthält der Messwert $\hat{\mathbf{y}}_{oi} = \mathbf{y}_{oi} + \boldsymbol{\varepsilon}_i$ einen Messfehler $\boldsymbol{\varepsilon}_i$, weicht auch der Messwert

$$\hat{\mathbf{G}}_{pi} = \frac{(\mathbf{y}_{oi}(\ell) + \boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell)) - (\mathbf{y}_{oi}(\ell-1) + \boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell-1))}{\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)} = \mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}) + \frac{\boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell) - \boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell-1)}{\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)} \quad (2.25)$$

vom tatsächlichen Wert $\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})$ um einen Fehlerterm ab. Ein Maß für die Genauigkeit der Identifikation ist der Betrag des relativen Fehlers, für den mit dem Amplitudenverhältnis K_{pi} des Prozesses an der Kompensationsfrequenz und der Dreiecksungleichung (LUH, 1985) gilt

$$E_i = \left| \frac{\hat{\mathbf{G}}_{pi} - \mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})}{\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})} \right| = \frac{1}{K_{pi}} \left| \frac{\boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell) - \boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell-1)}{\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)} \right| \leq \frac{1}{K_{pi}} \frac{|\boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell)| + |\boldsymbol{\varepsilon}_i(\ell-1)|}{|\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)|}. \quad (2.26)$$

Demnach fördern kleine Messfehler $\boldsymbol{\varepsilon}_i$ und ein großer Unterschied der Kompensationsschwingungen $\mathbf{u}_{oi}(\ell-1)$ und $\mathbf{u}_{oi}(\ell-2)$ die Qualität der Identifikation. Eine hohe Messgenauigkeit lässt sich mit dem in Kapitel 3 vorgestellten Verfahren der Schwingungsmessung erzielen. Dennoch kann der Fehlerbetrag in Gleichung (2.26) beliebig groß werden, falls die Kompensationsschwingungen in beiden Regelungsschritten ähnlich sind. Eine Identifikation ist deshalb für $\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) \approx \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)$ nicht sinnvoll.

Wird $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ parallel zur geregelten DSK nach Gleichung (2.24) aktualisiert, ist der Betrag der Regeldifferenz \mathbf{e}_{oi} bei eingeschwungener Regelung sehr klein und nach Gleichung (2.20) auch die Änderung von \mathbf{u}_{oi} . Sinnvoll ist in diesem Fall die Beschränkung der Identifikation auf Regelungsschritte für welche mit einer Identifikationsschwelle ψ_i gilt

$$|\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-2)| \geq \psi_i. \quad (2.27)$$

Nach Gleichung (2.26) lässt sich ψ_i in Abhängigkeit des maximal akzeptierten Identifikationsfehlers E_{\max} , des maximal auftretenden Messfehlerbetrags ε_{\max} sowie des im vorhergehenden Regelungsschritt berechneten Amplitudenverhältnisses \hat{K}_{pi} festlegen zu

$$\psi_i = \frac{2\varepsilon_{\max}}{E_{\max} \hat{K}_{pi}}. \quad (2.28)$$

Im stationären Druckbetrieb kann die Identifikationsschwelle ψ_i große Identifikationsfehler aber auch eine Aktualisierung von $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ verhindern. Um $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ dennoch einem sich ändernden $\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})$ nachzuführen, bietet sich eine der Regelung überlagerte Identifikationsanregung an. Durch Vorgabe der Führungsgröße gemäß

$$\mathbf{w}_{oi}(\ell) = (-1)^\ell 0,5 \mu\text{m} \quad (2.29)$$

lassen sich dazu bei näherungsweise bekanntem K_{pi} alternierend Schwingungen mit Amplituden von etwa $0,5 \mu\text{m}$ und um 180° differierenden Nullphasenwinkeln in der Regelgröße y erzeugen. Einerseits sind diese Amplituden weit über der im eingeschwungenen Zustand der geregelten DSK erreichbaren Messgenauigkeit, so dass eine Identifikation möglich ist. Andererseits beeinträchtigen diese Schwingungen die Wiederholgenauigkeit kaum, da ihre Amplitude auf dem Amplitudenniveau einiger unkompensierter Störungen liegt. Ändert sich $\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})$ nur langsam, wie nach Abschnitt 5.2 beim Referenzprozess, reicht es aus, die Identifikationsanregung nur in größeren Zeitabständen zu aktivieren.

Zum Verringern des Identifikationsfehlers kann $\mathbf{G}_p(j\omega_{ki})$ auch aus mehr als zwei Messungen geschätzt werden. Um dabei gleichfalls unveränderte Störungsparameter nur zwischen jeweils zwei aufeinanderfolgenden Messungen annehmen zu müssen, ist es sinnvoll, $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ als Mittelwert mehrerer nach Gleichung (2.24) ermittelter Stichprobenwerte zu berechnen, zum Regelungsschritt ℓ bei Verwendung $n \geq 2$ aufeinanderfolgender Messungen beispielsweise gemäß

$$\hat{\mathbf{G}}_{pi} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=\ell-n+2}^{\ell} \frac{\hat{\mathbf{y}}_{oi}(i) - \hat{\mathbf{y}}_{oi}(i-1)}{\mathbf{u}_{oi}(i-1) - \mathbf{u}_{oi}(i-2)}. \quad (2.30)$$

Vorstellbar ist auch eine Tiefpassfilterung der nach Gleichung (2.24) gewonnenen Folge von Werten, die sich nach ISERMANN (1987) bei parameteradaptiven Reglern zur Filterung der Parameterschätzwerte bewährt hat.

Bei geeigneter Ausführung der Messung sind allerdings die Messfehler gering, und $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ lässt sich selbst nach Gleichung (2.24) recht genau ermitteln, die deshalb auch bei den Versuchen eingesetzt wurde.

Da Gleichung (2.24) in beiden Messungen unveränderte Störungs- und Prozessparameter zu Grunde liegen, eignet sich die adaptive DSK zur *Anwendung bei zeitvariantem Prozess und instationären Störungen*, sofern die Änderungen so langsam erfolgen, dass sie zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen vernachlässigbar sind.

Unabhängig von der geregelten DSK gilt Gleichung (2.24) für eingeschwungene Zustände und ist deshalb auch zur Erstidentifikation von $\mathbf{G}_p(j\omega_{ki})$ einsetzbar. Durch geeignete unterschiedliche Wahl der komplexen Amplituden $\mathbf{u}_{oi}(\ell-1)$ und $\mathbf{u}_{oi}(\ell-2)$ lässt sich dabei ein geringer Identifikationsfehler sicherstellen. So kann in einem Identifikationslauf vorab $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ für verschiedene Maschinengeschwindigkeiten und Kompensationsordnungen r_i bestimmt und gespeichert werden. Auf Basis dieser Daten ist dann die geregelte oder adaptive DSK anwendbar. Entsprechend wurden die Prozessfrequenzgänge in Abschnitt 5.2 gemessen.

Bewährt hat sich bei den Versuchen auch ein der geregelten DSK unmittelbar vorhergehender Identifikationsschritt mit festem $\mathbf{u}_{oi}(\ell-2)$, auf den eine Messung ohne Kompensationsschwingung ($\mathbf{u}_{oi}(\ell-1) = 0$) folgt. Direkt nach der zweiten Messung $\hat{\mathbf{y}}_{oi}(\ell)$ kann $\mathbf{G}_p(j\omega_{ki})$ gemäß Gleichung (2.24) identifiziert und die erste Stellgröße $\mathbf{u}_{oi}(\ell)$ der geregelten DSK nach Gleichung (2.20) berechnet werden, so dass die Erstidentifikation mit dem ersten Regelungsschritt der geregelten DSK zusammenfällt.

Da die DSK kein parametrisches Prozessmodell verwendet, sind Identifikationsprobleme durch Annahme einer falschen Prozessstruktur ausgeschlossen. Ohne theoretische Analyse lässt sich die Störung nach nur zwei Schwingungsmessungen sofort kompensieren.

2.5 Konvergenz der geregelten DSK

Die Konvergenz der geregelten DSK wird vor allem durch die Schwingungsmessung und den Modellfehler, d. h. die Abweichung zwischen $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ und $\mathbf{G}_p(j\omega_{ki})$ bestimmt.

Die bei der Schwingungsmessung erreichte Messgenauigkeit begrenzt die Kompensationsqualität im eingeschwungenen Zustand der geregelten DSK, so dass diese nur bis zur Messgenauigkeit der Regelgröße $\hat{\mathbf{y}}_{oi}$ konvergieren kann. Zudem beeinflusst die Messdauer der Schwingungsmessung den Mindestabstand der Regelungsschritte. Maßnahmen zur Steigerung der Messgenauigkeit und eine Steuerung der Messintervalle zur Beschleunigung der Konvergenz werden in Kapitel 3 vorgestellt.

Der Modellfehler wirkt sich dagegen auf das Verhältnis der Regeldifferenzen in aufeinanderfolgenden Regelungsschritten aus. Entsprechend SIDMAN (1991) lässt sich dieser Einfluss des Modellfehlers auf die Konvergenz unter Vernachlässigung von Messfehlern berechnen.

Der **Konvergenzfaktor** κ_i zur Quantifizierung der Konvergenz sei als Betragsverhältnis

$$\kappa_i = \frac{|\mathbf{e}_{oi}(\ell+1)|}{|\mathbf{e}_{oi}(\ell)|} \quad (2.31)$$

der Regeldifferenzen in aufeinanderfolgenden Regelungsschritten definiert. Mit Gleichung (2.9) und der entsprechenden Beziehung

$$\hat{\mathbf{G}}_{pi} = \hat{K}_{pi} e^{j\hat{\phi}_{pi}} \quad (2.32)$$

beträgt er nach Anhang B.3

$$\kappa_i = \left| \frac{\mathbf{G}_p(j\omega_{ki}) - \hat{\mathbf{G}}_{pi}}{\hat{\mathbf{G}}_{pi}} \right| = \sqrt{1 - 2 \frac{K_{pi}}{\hat{K}_{pi}} \cos(\varphi_{pi} - \hat{\phi}_{pi}) + \left(\frac{K_{pi}}{\hat{K}_{pi}} \right)^2}. \quad (2.33)$$

Die geregelte DSK konvergiert für $0 \leq \kappa_i < 1$, was nach Gleichung (2.33) erfüllt ist, falls der tatsächliche Wert $\mathbf{G}_p(j\omega_{ki})$ um weniger als 100 % vom Modellwert $\hat{\mathbf{G}}_{pi}$ abweicht. Mit Gleichung (2.33) lässt sich dies auch in Abhängigkeit der Prozessparameter formulieren als

$$1 > \kappa_i^2 = 1 - 2 \frac{K_{pi}}{\hat{K}_{pi}} \cos(\varphi_{pi} - \hat{\phi}_{pi}) + \left(\frac{K_{pi}}{\hat{K}_{pi}} \right)^2, \quad (2.34)$$

woraus die *Konvergenzbedingung* folgt zu

$$2 \cos(\varphi_{pi} - \hat{\phi}_{pi}) > \frac{K_{pi}}{\hat{K}_{pi}} > 0. \quad (2.35)$$

Diese stimmt mit der Konvergenzbedingung des Faltungsalgorithmus überein, für die SIDMAN (1991) auch eine geometrische Interpretation gibt. Unter Vernachlässigung von Messfehlern ist bei erfüllter Bedingung (2.35) für stationäre Störung, konstanten Sollwert und zeitinvarianten Prozess Konvergenz der geregelten DSK sichergestellt. Konvergenzbedingung (2.35) erlaubt nur eine qualitative Aussage zur Konvergenz, eine quantitative Aussage ist jedoch mit dem Konvergenzfaktor nach Gleichung (2.33) möglich. Bei genau bekannter Phasenverschiebung $\hat{\phi}_{pi} = \varphi_{pi}$ des Prozesses ist der Konvergenzfaktor

$$\kappa_i = \left| 1 - \frac{K_{pi}}{\hat{K}_{pi}} \right| \quad (2.36)$$

und Konvergenz nach Bedingung (2.35) gegeben für

$$\hat{K}_{pi} > \frac{K_{pi}}{2}. \quad (2.37)$$

Maximale Konvergenz mit $\kappa_i = 0$ erhält man, falls auch $\hat{K}_{pi} = K_{pi}$ ist. Abb. 2.7 verdeutlicht, dass selbst unter realen Bedingungen mit $\hat{K}_{pi} \approx K_{pi}$ und $\hat{\phi}_{pi} \approx \varphi_{pi}$ schnelle Konvergenz erreicht wird. Darin ist der Betrag der Regeldifferenz \mathbf{e}_{oi} ab dem Beginn der geregelten DSK von Ordnung 0,5 mit zuvor identifizierten Prozessparametern im Zeitverlauf dargestellt. Weil der Sollwert \mathbf{w}_{oi} null ist, beschreibt diese Darstellung als voreilende Stufenfunktion unter Vernachlässigung der Prozesseinschwingzeit auch den geschätzten Verlauf der Amplitude y_{oi} zwischen den Regelungsschritten. Deren Abstand ist durch das entsprechend Abb. 3.18 gesteuerte Messintervall bestimmt. Abb. 2.8 zeigt in analoger Darstellung für $\hat{K}_{pi} = 0,6 \cdot K_{pi}$, wie trotz erheblicher Abweichung der für die Regelung verwendeten von den tatsächlichen Parametern eine Kompensation möglich ist, wenn auch langsamer konvergierend.

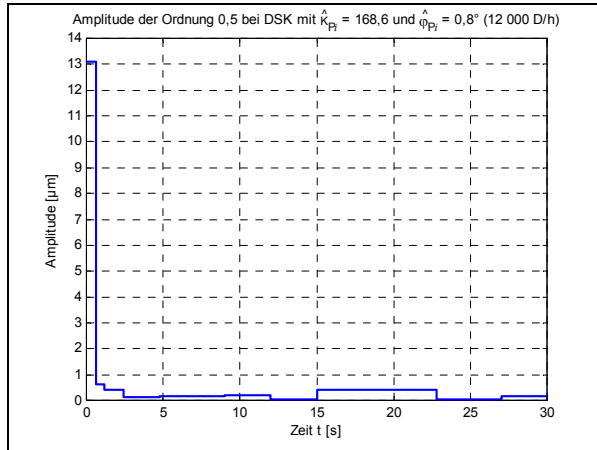


Abb. 2.7: Schnelle Konvergenz der DSK

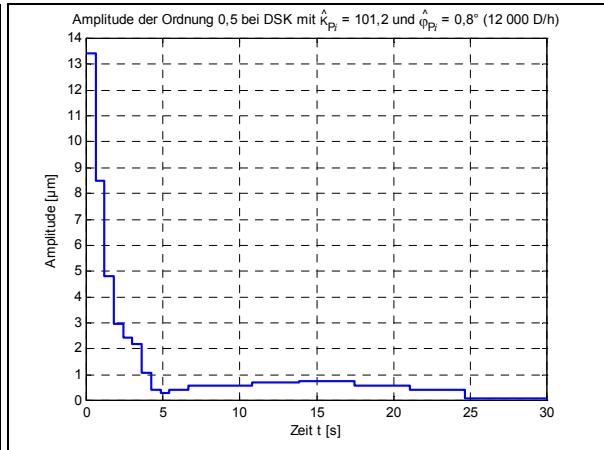


Abb. 2.8: Langsame Konvergenz der DSK

Bei genau bekanntem Amplitudenverhältnis $\hat{K}_{p_i} = K_{p_i}$ des Prozesses ist der Konvergenzfaktor

$$\kappa_i = \sqrt{2 - 2 \cos(\varphi_{p_i} - \hat{\varphi}_{p_i})} \quad (2.38)$$

und Konvergenz gegeben für

$$\varphi_{p_i} - 60^\circ < \hat{\varphi}_{p_i} + m \cdot 360^\circ < \varphi_{p_i} + 60^\circ, \quad m \in \mathbb{Z}. \quad (2.39)$$

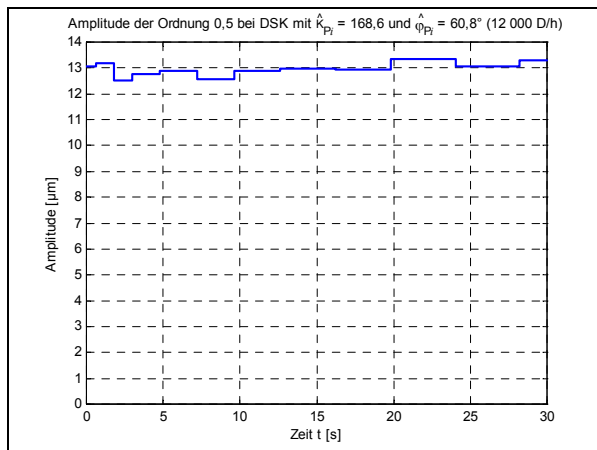


Abb. 2.9: Grenzstabilität der DSK

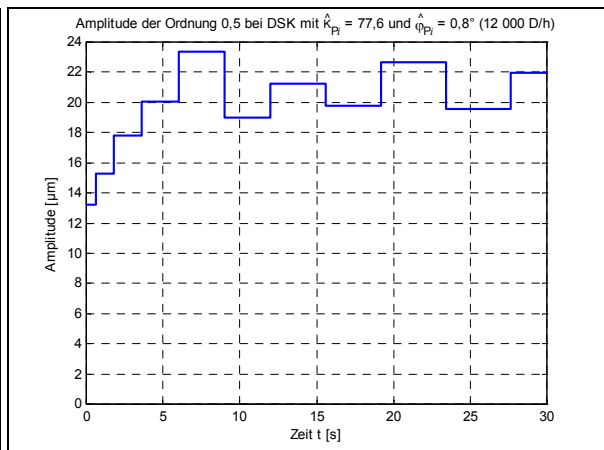


Abb. 2.10: Instabilität der DSK

Abb. 2.9 zeigt ein Beispiel des grenzstabilen Falls bei $\hat{K}_{p_i} = K_{p_i}$ und $\hat{\varphi}_{p_i} = \varphi_{p_i} + 60^\circ$. In Abb. 2.10 wurde schließlich mit $\hat{K}_{p_i} = 0,46 \cdot K_{p_i}$ und $\hat{\varphi}_{p_i} = \varphi_{p_i}$ das Konvergenzkriterium verletzt. Durch die aus Sicherheitsgründen auf 0,2 begrenzte Amplitude u_{oi} der Kompensationsschwingung in der normierten Stellgröße wird nach einer Instabilität andeutenden anfänglichen Zunahme der Regeldifferenz doch niemals eine Schwingungsamplitude von 24 µm erreicht. Dieses Beispiel verdeutlicht auch als großen Vorteil der DSK die Möglichkeit zur einfachen Überwachung der Regelung auf Basis der explizit vorliegenden Schwingungs- und Kompensationsparameter.

2.6 Vergleich der DSK-Varianten

In Tabelle 2.1 sind die vorgestellten DSK-Varianten noch einmal an Hand einiger für den praktischen Einsatz relevanter Eigenschaften gegenübergestellt. Ihre Eignung für eine konkrete Anwendung wird primär durch die Zeitabhängigkeit der Störungs- und Prozessparameter determiniert. Sind diese Parameter zeitinvariant, ist die gesteuerte DSK mit fest gespeicherten Kompensationsparametern anwendbar. Ist Bedingung (2.35) erfüllt, ermöglicht die geregelte DSK durch eine Rückführung Konvergenz der Kompensation auch bei zeitvarianten

Eigenschaft \ Variante	Gesteuerte DSK	Geregelte DSK	Adaptive DSK
Eignung für zeitvariante Störungen	nein	ja	ja
Eignung für zeitvariante Prozesse	nein	eingeschränkt	ja
Rechenaufwand	gering	mittel	hoch
Schwingungsmessung vor der Kompensation erforderlich	nein	ja	ja
Anwendbar während Geschwindigkeitsänderungen	ja	eingeschränkt	eingeschränkt
Messung des Winkels der Anregungsachse erforderlich	ja	nein	nein

Tabelle 2.1: Vergleich der DSK-Varianten

Störungsparametern sowie zeitvarianten und ungenau bekannten Prozessparametern. Bei großen Schwankungen der Prozessparameter ist deren Online-Identifikation im Rahmen der adaptiven DSK sinnvoll.

Mit der Anpassungsfähigkeit der DSK-Variante an sich ändernde Störungs- und Prozessparameter geht eine Zunahme des Rechenaufwands zur Kompensation einher. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die umfangreichen Berechnungen des Reglers und der Identifikation gemäß Abb. 2.4 nur zu diskreten Regelungsschritten erforderlich sind, die etwa beim Anwendungsbeispiel der Druckmaschine einen zeitlichen Mindestabstand von 0,5 s haben. Aufgrund der quasistationären Betrachtungsweise müssen diese Berechnungen nicht innerhalb der Abtastzeit T_0 abgeschlossen sein, so dass deren Zeitdauer relativ unkritisch ist.

Den Zeitaufwand dominieren daher Schwingungsmessung und -generierung, welche zu jedem Abtastzeitpunkt ausgeführt werden und die Berechnung trigonometrischer Funktionen einschließen. Die Wahl möglichst großer Abtastzeiten thematisiert Abschnitt 6.4.2. Den geringsten Rechenaufwand erfordert die gesteuerte DSK durch den Verzicht auf eine Schwingungsmessung. Den höchsten Rechenaufwand benötigt die adaptive DSK, die zu jedem Abtastzeitpunkt Schwingungsmessung und -generierung ausführt und in den Regelungsschritten zusätzlich die Gleichung des Reglers und ggf. der Identifikation.

Die Kodierungskomplexität zur Realisierung einer Kompensationsgesamtlösung ist bei allen DSK-Varianten ähnlich. So sind auch vor Anwendung der geregelten DSK einmal vorab die Messwerte \hat{G}_{p_i} des Prozessfrequenzgangs an den Kompensationskreisfrequenzen ω_{k_i} zu ermitteln, wozu sich die vorgestellte Identifikation besonders eignet. Ebenso ist die automatisierte Bestimmung der optimalen Kompensationsparameter für die gesteuerte DSK in einem Messlauf besonders auf Basis der geregelten DSK sinnvoll.

Als großer Vorteil der gesteuerten DSK kann diese ohne Einschwingvorgang sofort beginnen, während die anderen DSK-Varianten vor Beginn der Kompensation zunächst eine Schwingungsmessung im stationären Zustand erfordern. Auch ist mit gespeicherten geschwindigkeitsabhängigen Parametern ihre Anwendung in Beschleunigungs- und Bremsphasen möglich. Bei den anderen DSK-Varianten ist in Geschwindigkeitsübergängen allenfalls die Beibehaltung der im letzten Regelungsschritt ermittelten Kompensationsparameter denkbar und nur bei geringer Geschwindigkeitsabhängigkeit geeigneter Kompensationsparameter sinnvoll. Dem steht als Nachteil der gesteuerten DSK nichtganzzahliger Ordnungen die Erfordernis zur Messung des eindeutigen Winkels der Anregungsachse gegenüber, auf den sich der gespeicherte Nullphasenwinkel der Kompensationsschwingung bezieht.

2.7 Kombination der DSK-Varianten

Die Modellannahmen, unter denen die drei DSK-Varianten hergeleitet wurden, lassen sich in der praktischen Anwendung nur näherungsweise realen Bedingungen zuordnen. Bei der Anwendung der Kompensation sind deshalb besonders gemischte Realisierungen interessant, welche die spezifischen Vorteile der vorgestellten DSK-Varianten kombinieren.

Um eine sofortige Schwingungsreduktion bereits vor der ersten Schwingungsmessung zu erreichen, bietet sich eine Kombination von gesteuerter und geregelter DSK an. Bei nur

geringen Schwankungen der Störungs- und Prozessparameter besteht eine Möglichkeit der Kombination darin, vorab geschwindigkeitsabhängig geeignete Kompensationsparameter zu speichern und als Anfangswerte der geregelten DSK zu verwenden. Die Kompensationsparameter im eingeschwungenen Zustand der geregelten DSK können dann die für die gesteuerte DSK gespeicherten Werte aktualisieren. Bei der Versuchsmaschine ist diese Möglichkeit vor allem für Kompensationsordnung 0,5 vorteilhaft, da die Eignung der Kompensationsparameter höherer Ordnungen vom Maschinenzustand abhängt.

Eine weitere Möglichkeit mit gleicher Zielsetzung ist die Beibehaltung der Kompensationsparameter während Geschwindigkeitsänderungen und deren Verwendung als Anfangswerte der geregelten DSK bei der neuen Geschwindigkeit. Voraussetzung dazu ist allerdings eine geringe Geschwindigkeitsabhängigkeit geeigneter Kompensationsparameter. Eine Aussage dazu ermöglicht Abb. 2.11, aus der die Wirkung der gesteuerten DSK der Ordnungen aus Tabelle 2.2 mit den angegebenen für alle Geschwindigkeiten identischen Kompensationsparametern auf die Ordnungsspektren des Differenzwegs d zu entnehmen ist.

Ordnung r_i	0,5	1,5	2,5	3,16	3,18	3,5	4,5	5,5	6,36
u_{oi}	0,0752	0,0024	0,0013	0,0109	0,0120	0,0075	0,0044	0,0041	0,0041
α_{ui}	168,8°	88,4°	-167,7°	62,1°	-13,1°	106,7°	81,4°	-48,4°	-91,5°

Tabelle 2.2: Geschwindigkeitsunabhängige Kompensationsparameter

Diese Kompensationsparameter wurden durch geregelte DSK bei 12 000 D/h ermittelt, so dass Abb. 2.11 rechts die nach einer Geschwindigkeitsänderung von 12 000 D/h auf die jeweilige Geschwindigkeit unter Beibehaltung der Kompensationsparameter resultierenden Ordnungsspektren enthält.

Nur die Schwingungen kleiner Ordnungen werden mit diesen Kompensationsparametern bei allen Geschwindigkeiten reduziert. Die Amplituden größerer Ordnungen steigen dagegen in weiten Geschwindigkeitsbereichen an. Besonders deutlich wird der ordnungsabhängige Erfolg dieser Maßnahme am Beispiel der Schnitte in Abb. 2.12 durch die Ordnungsdiagramme in Abb. 2.11 entlang der Kompensationsordnungen 0,5 und 3,18. Während Schwingungen der Ordnung 0,5 durch Kompensation mit den bei 12 000 D/h ermittelten Kompensationsparametern im gesamten Geschwindigkeitsbereich deutlich reduziert werden, resultieren bei Ordnung 3,18 große Verschlechterungen.

Die Beibehaltung der Kompensationsparameter während Geschwindigkeitsänderungen und deren Verwendung als Anfangswerte der geregelten DSK bei einer neuen Geschwindigkeit erfordert keinen Zusatzaufwand und wurde bei der Versuchsmaschine für die stets dominierende nichtganzzahlige Ordnung 0,5 realisiert.

Ohne Vorkenntnis geeigneter Kompensationsparameter bietet sich bei langsam schwankenden Prozessparametern eine Kombination von geregelter und adaptiver DSK an, um möglichst

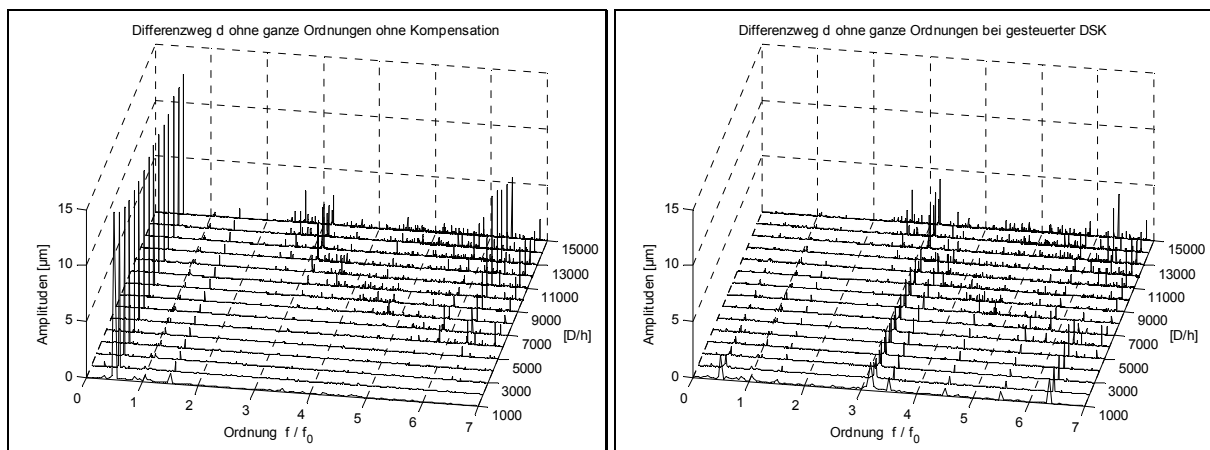


Abb. 2.11: Wirkung der gesteuerten DSK auf das Ordnungsdiagramm des Differenzwegs d

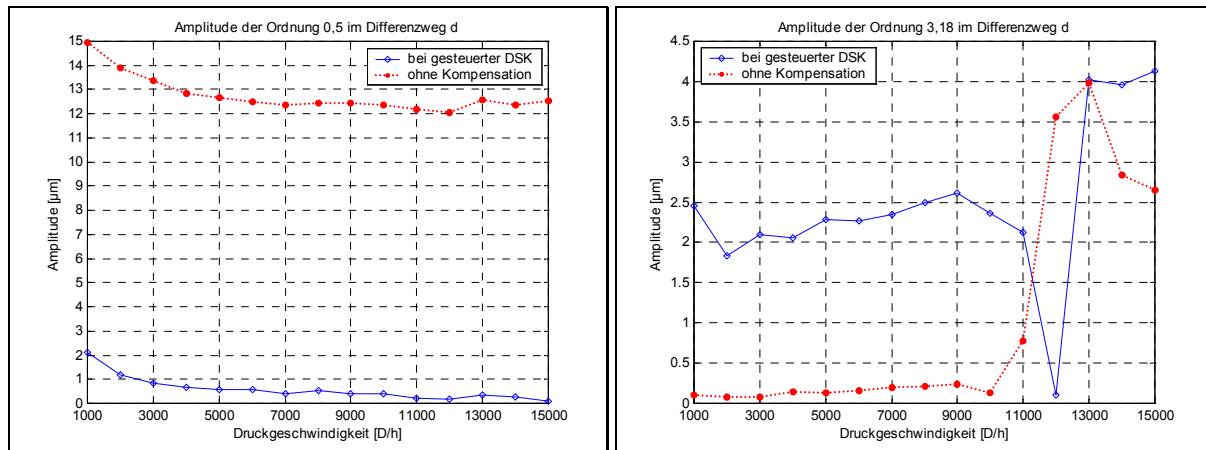


Abb. 2.12: Wirkung der gesteuerten DSK auf die Amplitude der Ordnungen 0,5 und 3,18

schnell die geforderte Wiederholgenauigkeit zu erreichen. Bereits nach einer einzigen Schwingungsmessung ist der erste Regelungsschritt einer geregelten DSK auf Basis gespeicherter Prozessparameter möglich, die danach im Rahmen einer adaptiven DSK aktualisiert werden können.

2.8 Zusammenfassung

Die *Diskrete Schwingungskompensation* (DSK) ist ein Verfahren zur selektiven Kompensation von Schwingungen bekannter Ordnung oder Frequenz am Ausgang eines linearen Prozesses. Sie verwendet ein externes Modell und beschreibt die Stellgröße u als Summe harmonischer Schwingungen. Durch eine winkelbezogene Schwingungsrepräsentation lässt sich Synchronität zwischen Kompensation und winkelabhängigen Störungen auch bei Geschwindigkeitsschwankungen sicherstellen.

Die *gesteuerte DSK* als einfachste Variante des Verfahrens verwendet keine Rückführung und eignet sich daher vor allem zur Anwendung bei zeitinvarianten Prozessen und Störungen.

Durch eine Rückführung ist die *geregelte DSK* auch bei instationären Störungen anwendbar, welche sich nur langsam ändern. Um die Wirkung auf diskrete Kompensationsordnungen zu beschränken, erfolgt die Regelung dabei iterativ im Frequenzbereich auf Basis komplexer Amplituden, deren Messung Kapitel 3 vorstellt.

Ein einfaches Identifikationsverfahren dient der Bestimmung des für den Regler benötigten Messwerts des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationsfrequenz. Damit lassen sich Störungen auch ohne a priori-Kenntnis des Prozessübertragungsverhaltens kompensieren. Die auf dem Identifikationsverfahren basierende *adaptive DSK* eignet sich zur Anwendung bei zeitvarianten Prozessen und Störungen, sofern die Änderungen so langsam erfolgen, dass sie zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen vernachlässigbar sind.

Neben der Schwingungsmessung bestimmt vor allem der Modellfehler die Konvergenz der *geregelten DSK*. Er beeinflusst das Verhältnis der Regeldifferenzen in aufeinanderfolgenden Regelungsschritten. Unter Vernachlässigung von Messfehlern wird eine stationäre Störung bereits nach einem Regelungsschritt vollständig kompensiert, falls der Wert des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationsfrequenz bekannt ist. Nach der Konvergenzbedingung ist die Regelung jedoch auch bei relativ großen Modellfehlern stabil.

Die Eignung der drei DSK-Varianten für eine Anwendung wird hauptsächlich durch die Zeitabhängigkeit der Störungs- und Prozessparameter bestimmt. Sind diese zeitinvariant, ist die *gesteuerte DSK* anwendbar, bei zeitvarianten Störungsparametern sowie im Rahmen der Konvergenzbedingung schwankenden Prozessparametern die *geregelte DSK* und bei großen Schwankungen der Prozessparameter die *adaptive DSK*. Durch Kombination der DSK-Varianten lassen sich auch deren spezifische Vorteile kombinieren.

3 Schwingungsmessung

3.1 Messprinzip

Von zentraler Bedeutung für die DSK ist die Schwingungsmessung, da deren Messgenauigkeit einerseits die stationäre Kompensationsqualität und andererseits die Genauigkeit der Identifikation begrenzt. Bei der Schwingungsmessung wird ein Messwert \hat{y}_{oi} der komplexen Amplitude y_{oi} einer Ordnung r_i in der Regelgröße y ermittelt, was einer auf die Ordnung r_i begrenzten Transformation der Regelgröße y in den Frequenzbereich entspricht. Die Messung erfolgt im stationären Zustand, in dem sich y als Überlagerung zahlreicher Schwingungen unterschiedlicher Ordnung mit konstanten Parametern modellieren lässt.

Besonders das problemspezifische Signalspektrum von y , in dem kleine Schwingungen nichtganzzahliger Ordnung zu messen sind, während ganze Ordnungen dominieren, macht spezielle Maßnahmen erforderlich, um auch bei kurzen Messzeiten geringe Messfehler sicherzustellen. Da aus diesem Grund eine Vorverarbeitung der Regelgröße y sinnvoll sein kann, beispielsweise durch ein lineares Filter, wird im Folgenden allgemein die Schwingungsmessung in einem **Messsignal** x vorgestellt, für das die Wahl $x = y$ einen Spezialfall darstellt.

Das zugrundeliegende Messprinzip dieser Schwingungsmessung wird in vielen technischen Bereichen bereits seit langem eingesetzt, z. B. bei der feldorientierten Regelung von Antrieben. Es lässt sich als Koordinatentransformation eines reellwertigen Messsignals in ein rotierendes Koordinatensystem der komplexen Zahlenebene interpretieren. Eine Mittelwertbildung führt dann dazu, dass Signalanteile mit der gleichen Frequenz wie das rotierende Koordinatensystem für wachsende Messzeiten gegen einen bestimmten Punkt der komplexen Zahlenebene konvergieren – der komplexen Amplitude y_{oi} .

Analog zur DSK in Kapitel 2 erfolgen die Darstellungen hier sehr allgemein winkelbezogen, um die Flexibilität bei der Anwendung der Schwingungskompensation zu erhöhen. Auf damit verbundene Vorteile wurde bereits in Abschnitt 2.1 eingegangen. Für konstante Winkelgeschwindigkeit ω ergibt sich die zeitbezogene Darstellung mit der Substitution $\varphi = \omega t$ als Spezialfall.

Die *Berechnungsgleichung der Schwingungsmessung*

$$\hat{y}_{oi} = \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) e^{-jr_i\varphi} d\varphi \quad (3.1)$$

für die Messung der komplexen Amplitude y_{oi} einer bekannten Ordnung r_i in einem zeitkontinuierlichen Signal $x(\varphi)$ über ein Intervall von φ_0 bis φ_1 wird in Anhang B.4 sowohl mit harmonischer Analyse als auch mit orthogonaler Korrelation hergeleitet. Das auf Gleichung (3.1) basierende Messverfahren bestimmt unter Ausnutzung der Orthogonalitätsrelationen einen Messwert \hat{y}_{oi} als Schätzwert der komplexen Amplitude y_{oi} .

Bei Approximation des Integranden durch eine voreilende Stufenfunktion folgt nach Anhang B.5 die zu Gleichung (3.1) analoge Berechnungsgleichung für zeitdiskrete Signale

$$\hat{y}_{oi} = \frac{2}{\varphi(k_1) - \varphi(k_0)} \sum_{k=k_0+1}^{k_1} x(k) e^{-jr_i\varphi(k)} (\varphi(k) - \varphi(k-1)), \quad (3.2)$$

die auch in den Versuchen eingesetzt wurde. Da bei der verwendeten kleinen Abtastzeit von ca. 1 ms die Abweichungen zwischen den Gleichungen (3.1) und (3.2) vernachlässigbar sind, kann zur größeren Anschaulichkeit die Darstellung der mathematischen Zusammenhänge im Folgenden von Gleichung (3.1) ausgehen.

Gemäß der Herleitung dieser Gleichung auf Basis der harmonischen Analyse in Anhang B.4.1 entstehen Messfehler, falls $x(\varphi)$ nicht periodisch ist oder die Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls nicht der Periodenlänge des Signals $x(\varphi)$ oder deren Vielfachem entspricht. Die Herleitung mit

orthogonaler Korrelation in Anhang B.4.2 begründet Fehler dagegen durch den Übergang zu endlichen Längen des Messintervalls. Besonders der in \hat{y}_{oi} enthaltene systematische Fehler bietet Potential zur Erhöhung der Messgenauigkeit. Nach der Berechnung dieses Messfehlers im nächsten Abschnitt stellt Abschnitt 3.3 Möglichkeiten zu dessen Reduktion vor.

Bei geeigneter Vorzeichenfestlegung des Winkels φ gilt für die Anwendung der Schwingungsmessung beim Drucken $\varphi_1 > \varphi_0$. Diese hier getroffene Einschränkung ist nicht erforderlich, erhöht jedoch die Anschaulichkeit der folgenden Darstellungen.

3.2 Berechnung des Messfehlers

Besteht das Messsignal $x(\varphi)$ aus mehreren überlagerten Ordnungen, so enthält der nach Gleichung (3.1) berechnete Messwert \hat{y}_{oi} der komplexen Amplitude im Allgemeinen einen systematischen Messfehler $\varepsilon_i = \hat{y}_{oi} - y_{oi}$. Eine Abweichung ε_i zwischen gemessener und tatsächlicher komplexer Amplitude wurde bereits bei der Identifikation der DSK in Abschnitt 2.4 explizit berücksichtigt. Jede im Messsignal enthaltene Ordnung r_v liefert einen nur für bestimmte Längen $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls verschwindenden Fehlerbeitrag im Messwert \hat{y}_{oi} . ISERMANN (1988b) betrachtet den Einfluss eines periodischen Störsignals auf die Frequenzgangmessung mit orthogonaler Korrelation, einer ähnlichen Problematik, nur bei Messung über ganze Perioden der Messfrequenz. Zusätzliche Erkenntnisse lassen sich aus dem Messfehler für allgemeine Längen $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls gewinnen. Zu dessen Berechnung werde ein Messsignal

$$x(\varphi) = \frac{y_{o0}}{2} + \sum_{v=1}^n (y_{av} \cos r_v \varphi + y_{bv} \sin r_v \varphi) \quad \text{mit} \quad r_v > 0 \quad \text{und} \quad r_v \neq r_l \quad \text{für} \quad v \neq l \quad (3.3)$$

betrachtet, das aus n Ordnungen r_v einschließlich der Ordnung r_i besteht sowie einem Gleichanteil $y_{o0}/2$ der Ordnung $r_0 = 0$. Dieses lässt sich mit den aus Gleichung (A.17) folgenden Beziehungen

$$y_{av} = \frac{y_{ov} + y_{ov}^*}{2}, \quad y_{bv} = j \frac{y_{ov} - y_{ov}^*}{2} \quad (3.4)$$

sowie den Definitionen

$$y_{o-v} = y_{ov}^*, \quad r_{-v} = -r_v \quad (3.5)$$

umformen zu

$$x(\varphi) = \frac{y_{o0}}{2} + \sum_{v=1}^n \left(\frac{y_{ov} + y_{ov}^*}{2} \cos r_v \varphi + j \frac{y_{ov} - y_{ov}^*}{2} \sin r_v \varphi \right) = \frac{y_{o0}}{2} + \sum_{v=1}^n \left(\frac{y_{ov}}{2} e^{jr_v \varphi} + \frac{y_{ov}^*}{2} e^{-jr_v \varphi} \right) = \sum_{v=-n}^n \frac{y_{ov}}{2} e^{jr_v \varphi}. \quad (3.6)$$

Der Messwert \hat{y}_{oi} der komplexen Amplitude y_{oi} ergibt sich nach Gleichung (3.1) dann zu

$$\begin{aligned} \hat{y}_{oi} &= \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) e^{-jr_i \varphi} d\varphi = \frac{1}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} \sum_{v=-n}^n y_{ov} e^{j(r_v - r_i) \varphi} d\varphi = \frac{1}{\varphi_1 - \varphi_0} \left[y_{oi} \varphi + \sum_{\substack{v=-n \\ v \neq i}}^n y_{ov} \frac{e^{j(r_v - r_i) \varphi}}{j(r_v - r_i)} \right]_{\varphi_0}^{\varphi_1} \\ &= y_{oi} + \frac{1}{\varphi_1 - \varphi_0} \left[\sum_{\substack{v=-n \\ v \neq i}}^n y_{ov} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v) \varphi)}}{(r_i - r_v)} \right]_{\varphi_0}^{\varphi_1} = y_{oi} + \sum_{\substack{v=-n \\ v \neq i}}^n y_{ov} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v) \varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v) \varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} \\ &= y_{oi} + \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq i}}^n y_{ov} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v) \varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v) \varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} + \sum_{v=1}^n y_{ov}^* \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i + r_v) \varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i + r_v) \varphi_0)}}{(r_i + r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Der gesamte Messfehler ist demnach die Summe der Messfehler aller enthaltenen Ordnungen. Der Betrag aller Fehlerterme ist nach Gleichung (3.7) jeweils proportional zur Amplitude der sie verursachenden Ordnung. Störend sind vor allem Ordnungen mit großer Amplitude sowie Fehlerterme mit Differenz $r_i - r_v$ im Nenner für Ordnungen r_v nah bei der Kompensationsordnung r_i . Für die in der Versuchsmaschine auftretenden Ordnungen $742/235 \approx 3,16$ und $35/11 \approx 3,18$ ist diese Differenz etwa 0,024, wodurch der Fehler circa 43-fach so groß ist, wie bei einer Schwingung gleicher Amplitude aber mit einer ganzen Ordnung Abstand zur Kompensationsordnung.

Als Beispiel eines Messsignals diene der bei 12 000 D/h gemessene Differenzweg d mit dem Ordnungsspektrum der Abb. 3.1, welches u. a. die beiden dicht benachbarten Ordnungen 3,16 und 3,18 enthält. Der gemäß Gleichung (3.2) berechnete Messwert \hat{y}_{oi} der komplexen Amplitude von Ordnung 3,18, dessen Betrag in Abb. 3.2 dargestellt ist, schwankt um seinen tatsächlichen Wert y_{oi} vor allem aufgrund systematischer Fehler, u. a. einer abklingenden Fehlerkomponente der Periodendauer 12,3 s verursacht durch Ordnung 3,16.

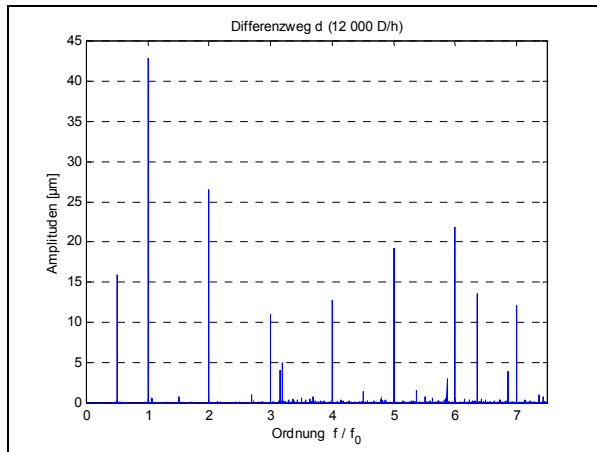


Abb. 3.1: Ordnungsspektrum des Messsignals

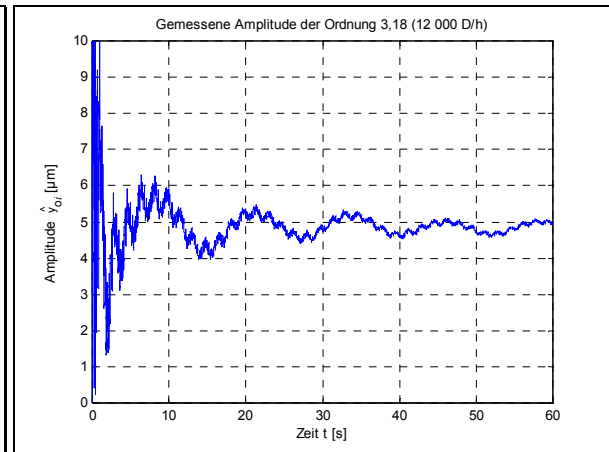


Abb. 3.2: Gemessene Amplitude der Ordnung 3,18

Da Abb. 3.2 nichts über den Messfehler des Nullphasenwinkels aussagt, eignet sich zur quantitativen Fehlereinschätzung besser der in Abb. 3.3 dargestellte Betrag des komplexen Fehlers. Dies ist der Betrag der Differenz zwischen gemessener und tatsächlicher komplexer Amplitude, welcher dem Betrag aller Fehlerterme in Gleichung (3.7) entspricht. Durch eine möglichst weitgehende Reduktion dieser Fehlerterme lässt sich die Qualität der Messwerte verbessern. Im Folgenden werden dafür verschiedene Maßnahmen vorgestellt, die einzeln oder in Kombination miteinander anwendbar sind.

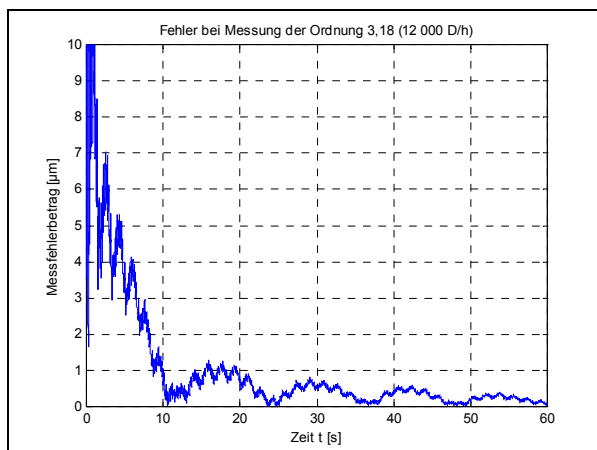


Abb. 3.3: Fehler bei Messung der Ordnung 3,18

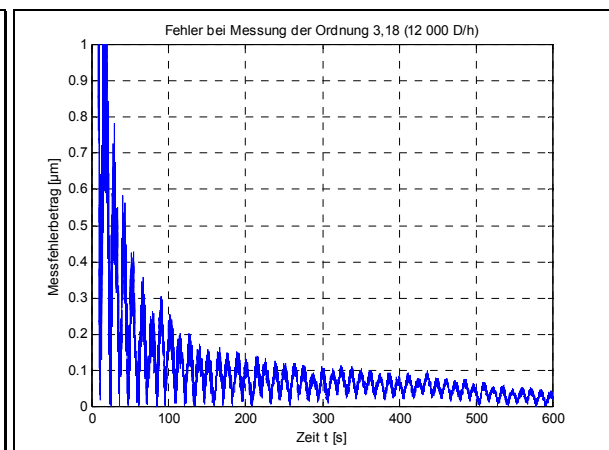


Abb. 3.4: Reduzierter Fehler bei Messung der Ordnung 3,18 über große Winkel

3.3 Maßnahmen zur Fehlerreduktion

3.3.1 Messung über große Winkel

Die Nenner der Fehlerterme in Gleichung (3.7) werden mit zunehmender Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls größer, während der Betrag der Zähler auf 2 begrenzt ist. Die Genauigkeit des Messwerts \hat{y}_{oi} lässt sich deshalb durch Verlängerung des Messintervalls tendenziell steigern. Für eine unbegrenzt ansteigende Messintervall-Länge konvergiert \hat{y}_{oi} gegen die tatsächliche komplexe Amplitude:

$$\lim_{(\varphi_1 - \varphi_0) \rightarrow \infty} \hat{y}_{oi} = y_{oi} + \lim_{(\varphi_1 - \varphi_0) \rightarrow \infty} \sum_{\substack{v=-n \\ v \neq i}}^n y_{ov} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} = y_{oi} \quad (3.8)$$

Nach Abb. 3.4 erlaubt beispielsweise eine Verlängerung des Messintervalls gegenüber Abb. 3.3 die Senkung des Messfehlers der Ordnung 3,18 auf Werte unter $0,05 \mu\text{m}$.

Proportional zur Länge des Messintervalls steigt allerdings auch die Messdauer. Diese Maßnahme läuft deshalb dem für die Kompensation angestrebten Ziel einer möglichst kurzen Messung zuwider und ist nur sehr eingeschränkt einsetzbar.

3.3.2 Messung über ganze Kompensationsordnungsperioden

Der durch Kompensationsordnung r_i verursachte Fehleranteil lässt sich aus Gleichung (3.7) ablesen zu

$$\mathbf{f}_i = y_{oi}^* \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - 2r_i\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - 2r_i\varphi_0)}}{2r_i(\varphi_1 - \varphi_0)}. \quad (3.9)$$

Wegen der oben genannten Einschränkung $\varphi_1 > \varphi_0$ verschwindet er genau für

$$\varphi_1 = \varphi_0 + m \frac{\pi}{r_i}, \quad m \in \mathbb{N}, \quad (3.10)$$

d. h. bei Messung über m halbe Perioden der Kompensationsordnung r_i .

Der durch den Gleichanteil $r_0 = 0$ verursachte Fehleranteil beträgt

$$\mathbf{f}_0 = y_{o0} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - r_i\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - r_i\varphi_0)}}{r_i(\varphi_1 - \varphi_0)}. \quad (3.11)$$

Er verschwindet für

$$\varphi_1 = \varphi_0 + m \frac{2\pi}{r_i}, \quad m \in \mathbb{N}, \quad (3.12)$$

d. h. bei Messung über m ganze Perioden der Kompensationsordnung r_i . Für

$$\varphi_1 = \varphi_0 + \frac{(2m-1)\pi}{r_i}, \quad m \in \mathbb{N} \quad (3.13)$$

hat der Betrag dieses Fehleranteils lokale Maxima. In $x(\varphi)$ enthaltene sehr niedrige Ordnungen haben eine ähnliche Wirkung wie der Gleichanteil.

Der durch eine Oberschwingung $r_v = nr_i$ der Kompensationsordnung r_i verursachte Fehleranteil ergibt sich für $n \geq 2$ aus Gleichung (3.7) zu

$$\mathbf{f}_{nr_i} = y_{onr_i} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} + (n-1)r_i\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} + (n-1)r_i\varphi_0)}}{(1-n)r_i(\varphi_1 - \varphi_0)} + y_{onr_i}^* \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (n+1)r_i\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (n+1)r_i\varphi_0)}}{(1+n)r_i(\varphi_1 - \varphi_0)}. \quad (3.14)$$

Auch er verschwindet für alle Oberschwingungen bei Messung über m ganze Perioden der Kompensationsordnung r_i gemäß Gleichung (3.12). Indem die Länge des Messintervalls als ganzzahliges Vielfaches der Kompensationsordnungsperiode gewählt wird, lassen sich folglich eine ganze Reihe potentieller Fehler ausschließen. Diese Wahl entspricht nach ISERMANN (1988b, S. 129) auch dem üblichen Vorgehen bei Anwendung der orthogonalen Korrelation. Die Messung über jeweils ganze Perioden der Kompensationsordnung reduziert links in Abb. 3.5 zwar höherfrequente Schwankungen des Fehlers gegenüber Abb. 3.3 etwas, jedoch bleibt die durch Ordnung 3,16 verursachte größte Fehlerkomponente der Periodendauer 12,3 s unverändert. Auch der rechts in Abb. 3.5 dargestellte Fehler bei Messung der Ordnung 6,36 über ganze Kompensationsordnungsperioden enthält unverändert die durch Ordnung 6 verursachte Hauptfehlerkomponente.

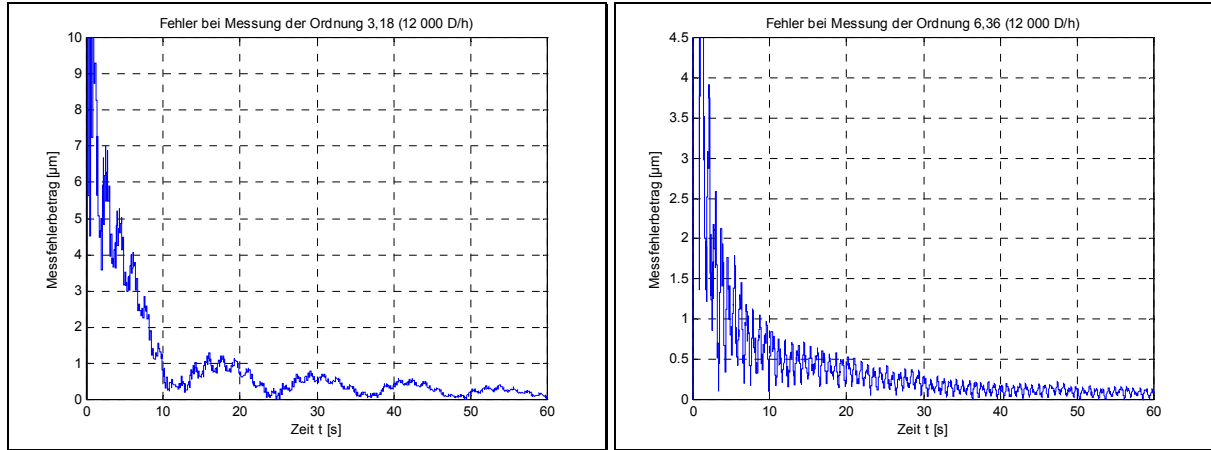


Abb. 3.5: Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Kompensationsordnungsperioden

Da der betrachtete Differenzweg d durch die Winkelregelung der Maschine weder Drift noch Gleichanteil aufweist, sind die durch Messung über ganze Kompensationsordnungsperioden reduzierten Fehler gering gegenüber anderen auftretenden Fehlern. Die Periodendauern der Kompensationsordnungen sind allerdings kurz im Vergleich zu jenen der großen Fehlerterme in Gleichung (3.7). Die Messung über ganze Kompensationsordnungsperioden lässt sich daher gut mit den nachfolgend vorgestellten Maßnahmen kombinieren, indem diese auf die in Abb. 3.5 dargestellten Signale angewendet werden.

3.3.3 Messung über ganze Grundschwingungsperioden

Die übrigen Ordnungen $r_v \neq r_i$ verursachen nach Gleichung (3.7) jeweils den Fehleranteil

$$\mathbf{f}_v = \mathbf{y}_{ov} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} + \mathbf{y}_{ov}^* \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i + r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i + r_v)\varphi_0)}}{(r_i + r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)}. \quad (3.15)$$

Der erste Term verschwindet für

$$\varphi_1 = \varphi_0 + m \frac{2\pi}{|r_i - r_v|}, \quad m \in \mathbb{N} \quad (3.16)$$

und der zweite Term für

$$\varphi_1 = \varphi_0 + n \frac{2\pi}{r_i + r_v}, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (3.17)$$

Gleichsetzen der Gleichungen (3.16) und (3.17) führt zur Bedingung

$$\frac{m}{|r_i - r_v|} = \frac{n}{r_i + r_v} \Leftrightarrow m(r_i + r_v) = n|r_i - r_v| \quad (3.18)$$

für gleichzeitiges Verschwinden beider Fehlerterme.

Falls r_i und r_v rational sind, folgt mit Darstellung der Ordnungen als gekürzte Rationalbrüche

$$m \left(\frac{p_i}{q_i} + \frac{p_v}{q_v} \right) = n \left| \frac{p_i}{q_i} - \frac{p_v}{q_v} \right|, \quad p, q \in \mathbb{N}. \quad (3.19)$$

Multiplikation mit dem *kleinsten gemeinsamen Vielfachen* $\text{KGV}(q_i, q_v)$ der Nenner ergibt

$$m \left(\frac{p_i}{q_i} + \frac{p_v}{q_v} \right) \cdot \text{KGV}(q_i, q_v) = n \left| \frac{p_i}{q_i} - \frac{p_v}{q_v} \right| \cdot \text{KGV}(q_i, q_v) \quad (3.20)$$

und macht beide Seiten ganzzahlig positiv. Diese Eigenschaft bleibt auch bei Multiplikation der Gleichung mit $l \in \mathbb{N}$ erhalten.

Nach Umstellung der Faktoren resultiert

$$m \cdot (l \cdot (r_i + r_v) \cdot \text{KGV}(q_i, q_v)) = (l \cdot |r_i - r_v| \cdot \text{KGV}(q_i, q_v)) \cdot n, \quad (3.21)$$

woraus sich direkt die hinreichenden Bedingungen für gleichzeitiges Verschwinden beider Fehlerterme

$$m = l \cdot |r_i - r_v| \cdot \text{KGV}(q_i, q_v) \quad (3.22)$$

$$n = l \cdot (r_i + r_v) \cdot \text{KGV}(q_i, q_v) \quad (3.23)$$

ablesen lassen.

Einsetzen von m aus Gleichung (3.22) in Gleichung (3.16) oder n aus Gleichung (3.23) in Gleichung (3.17) liefert als hinreichende Bedingung für Verschwinden des Fehlers \mathbf{f}_v

$$\boxed{\varphi_1 = \varphi_0 + 2\pi l \cdot \text{KGV}(q_i, q_v)}. \quad (3.24)$$

Durch Wahl des Messintervalls gemäß Gleichung (3.24) lässt sich der gesamte durch eine Ordnung r_v verursachte Fehler in der Messung vermeiden.

Gleichsetzen von Gleichung (3.12) und Gleichung (3.24) ergibt

$$m \frac{2\pi}{r_i} = 2\pi l \cdot \text{KGV}(q_i, q_v) \Leftrightarrow m = l p_i \cdot \frac{\text{KGV}(q_i, q_v)}{q_i}, \quad (3.25)$$

woraus folgt, dass dann stets auch m aus Gleichung (3.12) ganzzahlig und damit die Länge des Messintervalls ein Vielfaches der Kompensationsordnungsperiode ist. Weil die Länge des Messintervalls nach Gleichung (3.24) auch einer ganzen Anzahl von Umdrehungen entspricht, werden auch alle Fehler durch ganzzahlige Ordnungen vermieden. Enthalten die nach den Gleichungen (3.22) und (3.23) ermittelten Zahlen m und n einen gemeinsamen Teiler, kann man sie vor Einsetzen in die Gleichungen (3.16) bzw. (3.17) durch diesen dividieren und erhält damit gegenüber Gleichung (3.24) kürzere Messintervalle. Die Vermeidung der von ganzzahligen Ordnungen verursachten Fehler ist dann jedoch nicht mehr gewährleistet.

Die Länge des Messintervalls nach Gleichung (3.24) lässt sich für $l=1$ als Periode einer Grundschwingung interpretieren, deren Oberschwingungen die Ordnungen r_i , r_v und alle ganzzahligen Ordnungen entsprechen. Mit den Gleichungen der harmonischen Analyse lässt sich deshalb ebenfalls die Vermeidung von Fehlern durch Messung über ganze Grundschwingungsperioden gemäß Gleichung (3.24) erklären.

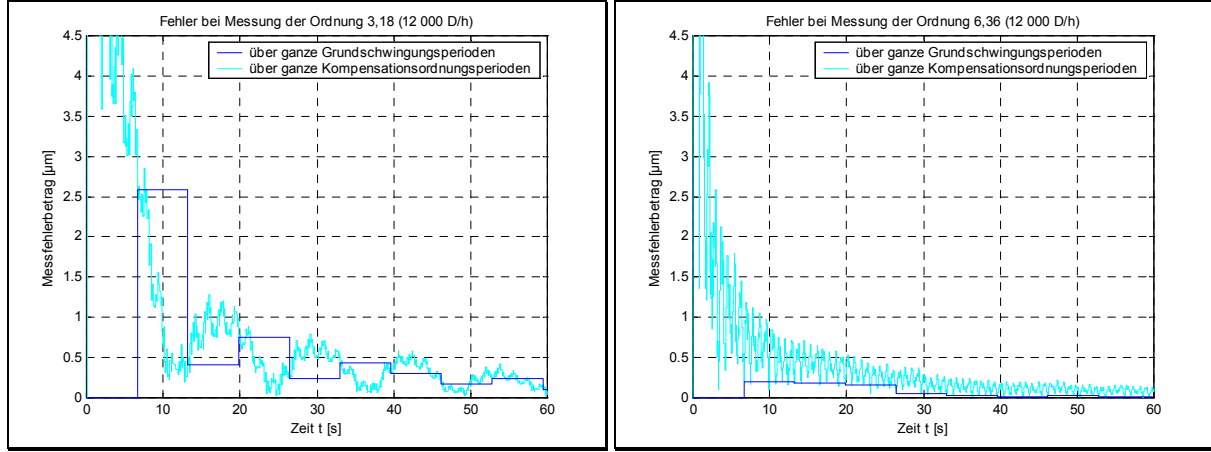


Abb. 3.6: Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Grundswingungsperioden

Die Maßnahme bietet sich vor allem für kleine KGV(q_i, q_v) an, da für diese das Messintervall nicht zu lang wird. Nach Gleichung (3.24) werden beispielsweise bei Messung der Ordnung $r_i = 0,5$ oder deren Vielfachen mit Messintervallen der Länge

$$\varphi_1 - \varphi_0 = 4\pi l \quad (3.26)$$

die durch alle halben und ganzen Ordnungen $r_v = p_v / 2$ verursachten Fehler vermieden.

In Abb. 3.6 sind die Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über Vielfache von 22 Umdrehungen denen der Abb. 3.5 gegenübergestellt. 22 Umdrehungen dauert die Periode der gemeinsamen Grundswingung aller im Messsignal der Abb. 3.1 auftretenden Ordnungen mit einer Amplitude über $0,8 \mu\text{m}$ außer der Ordnung 3,16.

Bereits nach einer Messzeit von 6,6 s wird Ordnung 6,36 mit einem Fehler von nur $0,2 \mu\text{m}$ gemessen. Dagegen ist der Fehler bei Messung der Ordnung 3,18 erst nach der doppelten Messzeit unter $1 \mu\text{m}$, bedingt durch den großen von Ordnung 3,16 verursachten Fehlerterm. Eine Messung über die Periode der gemeinsamen Grundswingung, welche zusätzlich die Ordnung 3,16 einschließt, würde auch diesen Fehlerterm eliminieren, mit 5170 Umdrehungen bei 12 000 D/h jedoch fast 26 Minuten dauern.

3.3.4 Messung über ganze Schwebungsperioden

Nach Abschnitt 3.2 kann vor allem der Betrag der Fehlerterme in Gleichung (3.7) mit Differenz $r_i - r_v$ im Nenner für Ordnungen r_v in der Nähe der Kompensationsordnung r_i groß werden. Soll jedoch durch Messung über ganze Grundswingungsperioden gemäß Abschnitt 3.3.3 beispielsweise der von Ordnung $r_v = 742/235$ bei Messung der Ordnung $r_i = 35/11$ verursachte Fehler vermieden werden, so ist dafür selbst bei 15 000 D/h eine Messdauer von mehr als einer Minute erforderlich.

Schneller geht es jedoch, wenn nach Gleichung (3.16) mit

$$\varphi_1 = \varphi_0 + m \frac{2\pi}{|r_i - r_v|}, \quad m \in \mathbb{N} \quad (3.27)$$

nur der erste, besonders störende Fehlerterm

$$\mathbf{f}_{v-} = \mathbf{y}_{ov} \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} \quad (3.28)$$

aus Gleichung (3.15) vermieden wird. Bei 15 000 D/h reduziert sich die Zeit dann auf ca. 9,8 s.

Überlagern sich Schwingungen ähnlicher Frequenzen f_i und f_v , resultiert eine **Schwebung**. Die Schwebungsfrequenz stimmt dabei mit der Differenzfrequenz $|f_i - f_v|$ der Einzelschwingungen überein (RECKNAGEL, 1990). Durch zwei dicht benachbarte Ordnungen r_i und r_v entsteht daher eine Schwebung mit der Schwebungsperiodendauer

$$T_s = \frac{1}{|f_0 r_i - f_0 r_v|}, \quad (3.29)$$

für deren Vielfache mT_s gerade Gleichung (3.27) erfüllt ist. Die Wahl des Messintervalls nach Gleichung (3.27) lässt sich deshalb als Messung über ganze Schwebungsperioden interpretieren, durch die der Fehler erheblich reduziert, jedoch nur bei zusätzlich erfüllter Gleichung (3.17) vollkommen vermieden wird.

Im Gegensatz zur Messung über ganze Grundschwingungsperioden ist die Messung über ganze Schwebungsperioden nicht unbedingt auch eine Messung über ganze Kompensationsordnungsperioden. Beide Maßnahmen lassen sich jedoch kombinieren, indem als Länge des Messintervalls nur diejenigen ganzen Perioden der Kompensationsordnung gewählt werden, welche möglichst nah an ganzen Schwebungsperioden liegen. Mit der auf die nächste Ganzzahl rundenden Funktion $\text{round}()$ ergibt sich für eine gegebene Anzahl m von Schwebungsperioden die Anzahl der Perioden der Kompensationsordnung n dann zu

$$\varphi_1 = \varphi_0 + n \frac{2\pi}{r_i} \approx \varphi_0 + m \frac{2\pi}{|r_i - r_v|} \Rightarrow n = \text{round}\left(m \frac{r_i}{|r_i - r_v|}\right), \quad m, n \in \mathbb{N}. \quad (3.30)$$

In Abb. 3.7 sind die Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Schwebungsperioden denen der Abb. 3.5 gegenübergestellt, wobei jeweils die den größten Fehlerterm repräsentierende Schwebung berücksichtigt wurde.

Die Messung der Ordnung 6,36 über vier Perioden der Schwebung mit Ordnung 6 reduziert bei 12 000 D/h bereits in 3,3 s den Messfehler auf unter 1 μm . Da vier dieser Schwebungsperioden gerade der Periode der gemeinsamen Grundschwingung von Ordnung 6,36 und den ganzen Ordnungen entsprechen, ist bei Messung über Vielfache von vier Schwebungsperioden der Messfehler besonders gering.

Die Messung der Ordnung 3,18 über mindestens zwei Perioden der Schwebung mit Ordnung 3,16 erlaubt zwar äußerst kleine Messfehler. Aufgrund des geringen Abstands beider Ordnungen ist jedoch die Dauer einer Schwebungsperiode mit 12,3 s bei 12 000 D/h sehr lang für eine Messung vor dem ersten Regelungsschritt der DSK, denn bis zur ersten Schwingungsreduktion sind dann bereits 41 Bogen bedruckt.

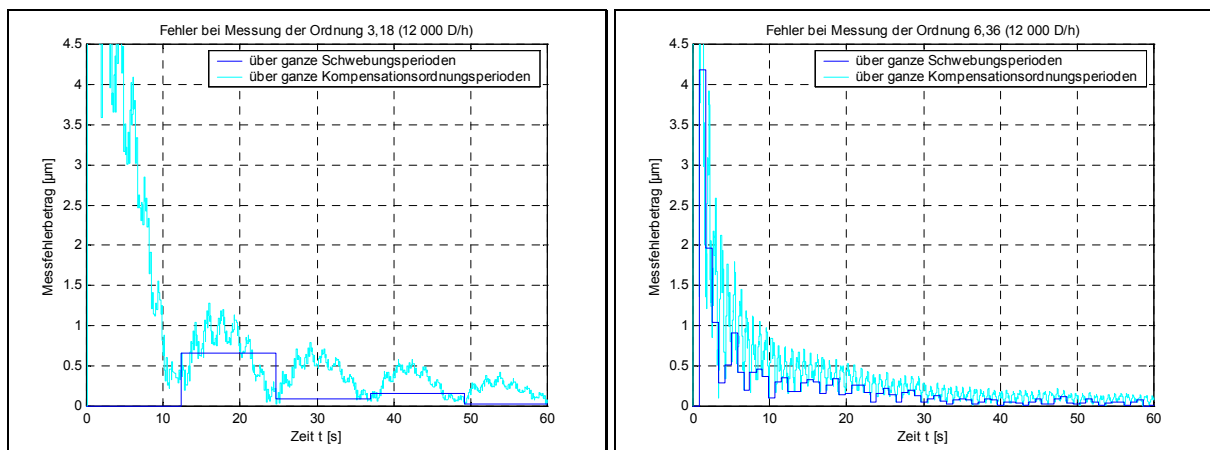


Abb. 3.7: Fehler bei Messung der Ordnungen 3,18 und 6,36 über ganze Schwebungsperioden

3.3.5 Periodische Subtraktion

Anstatt durch Wahl des Messintervalls, können die von einer Schwingung der Ordnung r_v verursachten Fehlerterme auch durch Subtraktion dieser Schwingung von der Regelgröße $y(\varphi)$ vermieden werden. Da die in den Messwert \hat{y}_{oi} eingehenden Fehlerterme gemäß Gleichung (3.7) proportional zur Amplitude der Ordnungen r_v sind, kommt vor allem die Subtraktion der in Bogendruckmaschinen konstruktionsbedingt dominierenden ganzen Ordnungen in Betracht. Deren komplexe Amplituden y_{ov} lassen sich durch Messung über ganze Grundschwingungsperioden nach Abschnitt 3.3.3 bereits in einer Umdrehung, d.h. mit $\varphi_1 = \varphi_0 + 2\pi$, relativ genau bestimmen, da als Fehlerterme gemäß Gleichung (3.7) dabei nur die nichtganzzahligen Ordnungen mit verhältnismäßig geringen Amplituden eingehen. Mit den aus den Messwerten \hat{y}_{ov} gewonnenen Amplituden $\hat{y}_{ov} = |\hat{y}_{ov}|$ und Nullphasenwinkeln $\hat{\alpha}_{yv} = \arg(\hat{y}_{ov})$ kann durch Subtraktion der Schwingungen von der Regelgröße $y(\varphi)$ ein bereinigtes Messsignal

$$x(\varphi) = y(\varphi) - \sum_{v=1}^n \hat{y}_v(\varphi) = y(\varphi) - \sum_{v=1}^n \hat{y}_{ov} \cos(r_v \varphi + \hat{\alpha}_{yv}), \quad n, r_v \in \mathbb{N} \quad (3.31)$$

gewonnen werden, aus dem sich die Messwerte \hat{y}_{oi} genauer oder schneller ermitteln lassen. Eine solche Repräsentation des Subtraktionssignals im Frequenzbereich erfordert jedoch sowohl zur Berechnung der Messwerte \hat{y}_{ov} als auch zur Generierung der Signalkomponenten $\hat{y}_v(\varphi)$ erheblichen Berechnungsaufwand. Bei ähnlicher Wirkung lässt sich dieser durch eine winkelbezogene Aufzeichnung des Signals $y(\varphi)$ deutlich reduzieren.

Die Repräsentation des Signals $y(\varphi)$ durch die Werte an n äquidistanten Stützstellen

$$\varphi_{Ml} = l \frac{360^\circ}{n} - 180^\circ, \quad l \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (3.32)$$

des Maschinenwinkels

$$\varphi_M = \text{mod}(\varphi + 180^\circ, -360^\circ) + 180^\circ \quad (3.33)$$

ermöglicht eine einheitliche Behandlung bei allen Maschinengeschwindigkeiten und eine flexible Wahl der Abtastzeit. Der Modulus

$$\text{mod}(\varphi, n) = \varphi - n \cdot \text{floor}\left(\frac{\varphi}{n}\right) \quad (3.34)$$

in Gleichung (3.33) ist als Rest der Division von φ durch n definiert. Die Zahl der Stützstellen bestimmt die maximal eliminierbare Ordnung und den erforderlichen Speicherplatz, hat jedoch keinen Einfluss auf den Rechenzeitbedarf. Alle dargestellten Ergebnisse wurden mit $n = 160$ Stützstellen erzielt. Auch eine deutlich kleinere Wahl von n ist ohne signifikante Verschlechterung möglich und vor allem vorteilhaft, falls nur wenig Speicherplatz verfügbar ist.

Das Signal $y_M(\varphi_{Ml})$ kann an den Stützstellen durch lineare Interpolation gemäß

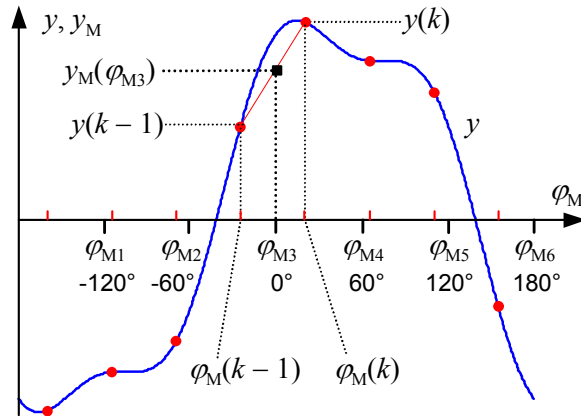
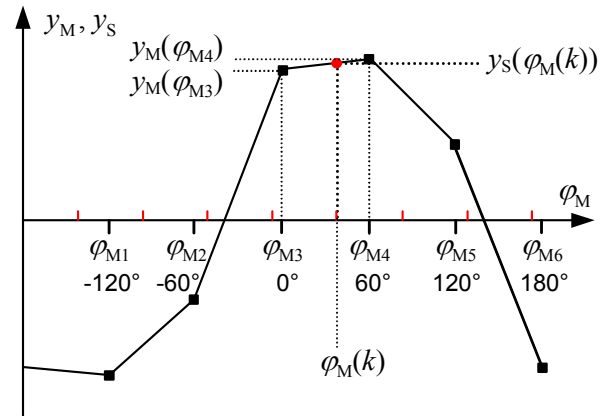
$$y_M(\varphi_{Ml}) = y(k-1) + \frac{\varphi_{Ml} - \varphi_M(k-1)}{\varphi_M(k) - \varphi_M(k-1)} (y(k) - y(k-1)) \quad \text{für } \varphi_M(k-1) < \varphi_{Ml} \leq \varphi_M(k) \quad (3.35)$$

aus den Werten von $y(\varphi)$ zu vorhergehendem und nachfolgendem Abtastzeitpunkt berechnet werden. Abb. 3.8 zeigt ein Beispiel mit $n=6$ und $l=3$. Für $l=n$ ist in Gleichung (3.35) im Falle eines Winkelüberlaufs $\varphi_M(k) < \varphi_M(k-1)$ statt $\varphi_M(k)$ der Wert $\varphi_M(k) + 360^\circ$ zu verwenden.

Nach der Aufzeichnung lässt sich zu jedem Abtastzeitpunkt ein bereinigtes Messsignal

$$x(\varphi) = y(\varphi) - y_s(\varphi) = y(\varphi) - y_s(\varphi_M) \quad (3.36)$$

berechnen, das als Basis zur Schätzung der \hat{y}_{oi} dient. Dabei wird das Subtraktionssignal

Abb. 3.8: Berechnung des Signals $y_M(\varphi_M)$ Abb. 3.9: Berechnung des Signals $y_S(\varphi_M(k))$

$$y_S(\varphi_M) = y_M(\varphi_{Ml-1}) + \frac{\varphi_M - \varphi_{Ml-1}}{\varphi_{Ml} - \varphi_{Ml-1}} (y_M(\varphi_{Ml}) - y_M(\varphi_{Ml-1})) \quad \text{für } \varphi_{Ml-1} < \varphi_M \leq \varphi_{Ml} \quad (3.37)$$

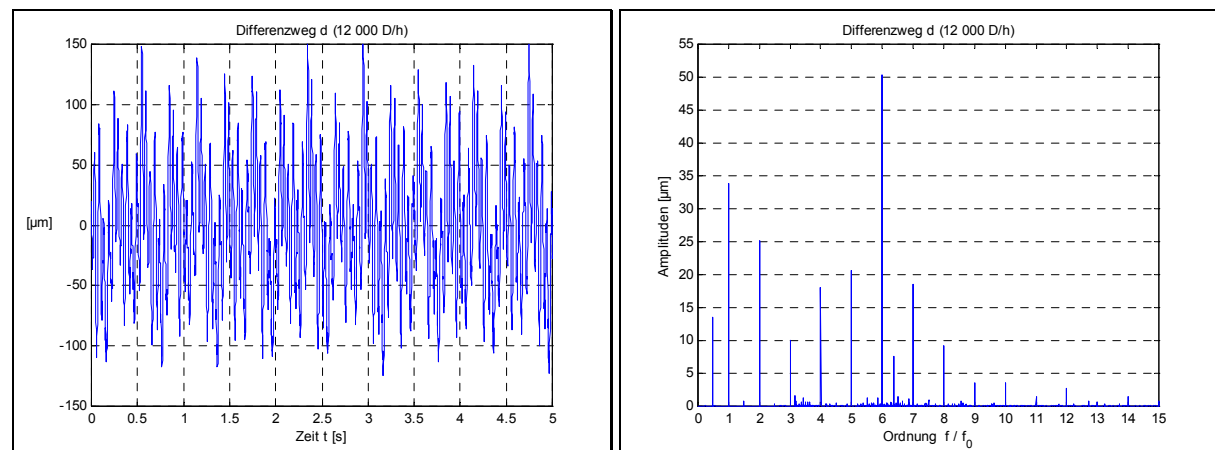
zum Maschinenwinkel φ_M aus den Werten der vorhergehenden und nachfolgenden Stützstelle interpoliert. Abb. 3.9 veranschaulicht die Berechnung von $y_S(\varphi_M(k))$ für das Beispiel aus Abb. 3.8. Im Gegensatz zu $y(\varphi)$ ist das Subtraktionssignal $y_S(\varphi) = y_S(\varphi_M)$, abgesehen von vernachlässigbaren abtastungsbedingten Schwankungen, periodisch mit der Druckfrequenz f_0 , da es als Funktion des Maschinenwinkels φ_M berechnet wird. Es enthält somit nur ganze Ordnungen und verfälscht die zu messenden nichtganzzahligen Ordnungen im Messsignal nicht. Für $l = 1$ ist in Gleichung (3.37) aus diesem Grund auch der Wert $y_M(\varphi_{M0}) = y_M(\varphi_{Mn})$ bekannt. Da das Signal $y(\varphi)$ nicht vollkommen periodisch mit der Druckfrequenz f_0 ist, entstehen bei der Aufzeichnung der ganzen Ordnungen Fehler, so dass die Schwingungen der ausschließlich ganzen Ordnungen im periodischen Subtraktionssignal $y_S(\varphi)$ von den in $y(\varphi)$ enthaltenen Schwingungen ganzer Ordnung abweichen. Das bereinigte Messsignal $x(\varphi)$ enthält deshalb noch Anteile ganzer Ordnungen und weist im Allgemeinen Unstetigkeitsstellen auf.

Durch die Mittelwertbildung

$$y_M(\varphi_{Ml}) = \sum_{v=1}^m \frac{y_{Mv}(\varphi_{Ml})}{m}, \quad l \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (3.38)$$

über aus $m \geq 2$ aufeinanderfolgenden Umdrehungen gemäß Gleichung (3.35) gewonnene Stützstellenwerte $y_{Mv}(\varphi_{Ml})$ lassen sich auch diese Fehler reduzieren. Eine solche Messung über mehrere Umdrehungen erfordert allerdings eine längere Messdauer.

Als Beispiel einer Regelgröße $y(\varphi)$ werde der Differenzweg d ohne Kompensation bei 12 000 D/h betrachtet, dessen Zeitverlauf und Ordnungsspektrum in Abb. 3.10 dargestellt sind und in dem die ganzen Ordnungen dominieren.

Abb. 3.10: Zeitverlauf und Ordnungsspektrum des Differenzwegs d

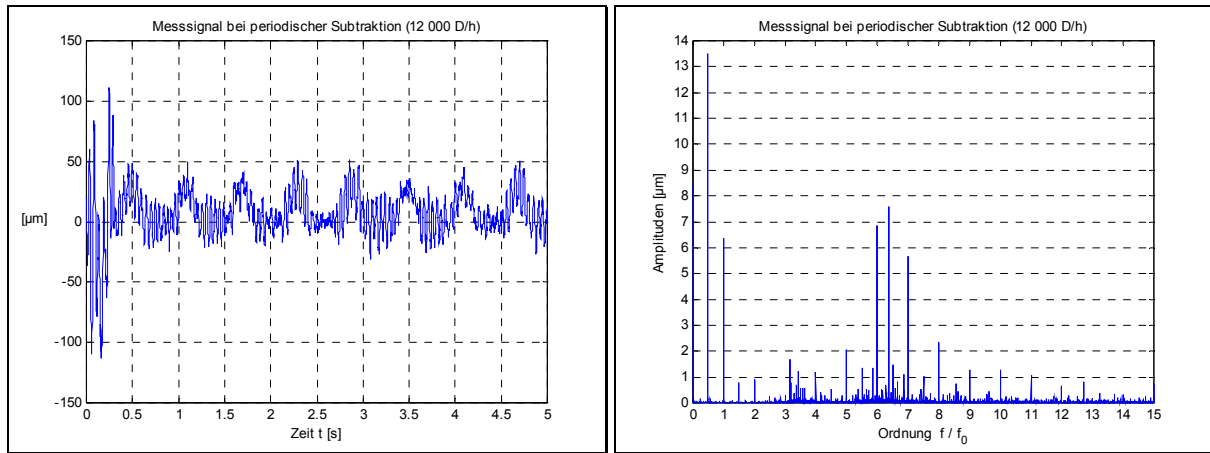


Abb. 3.11: Periodische Subtraktion nach Messung über eine Umdrehung

Bereits nach Aufzeichnung von $y_M(\varphi_M)$ über eine Umdrehung werden die ganzen Ordnungen durch periodische Subtraktion gemäß Gleichung (3.36) im Messsignal $x(\varphi)$ erheblich reduziert, wie Abb. 3.11 demonstriert. Nach der Messdauer von 0,3 s ist auch im Zeitverlauf die dann dominierende Ordnung 0,5 zu erkennen. Man beachte die unterschiedlichen Ordinatenkalierungen der Ordnungsspektren von Abb. 3.10 und Abb. 3.11.

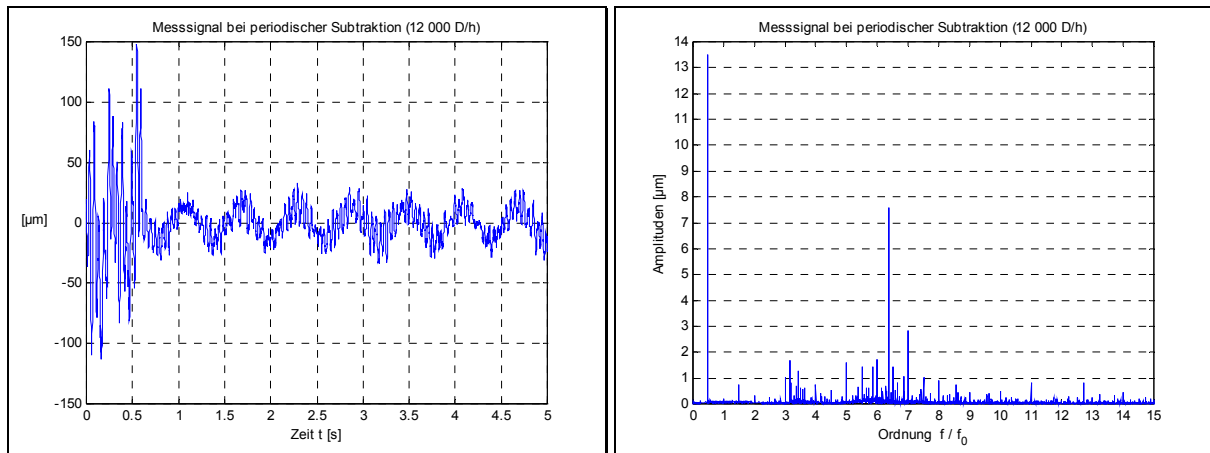


Abb. 3.12: Periodische Subtraktion nach Messung über 2 Umdrehungen

Da nichtganzzahlige Ordnungen die Messung benachbarter ganzer Ordnungen beeinträchtigen, sind in Abb. 3.11 die Amplituden der ganzen Ordnungen 1, 6 und 7 noch größer als $5 \mu\text{m}$. Sie lassen sich durch Verlängerung des Messintervalls auf $m = 2$ Umdrehungen weiter reduzieren, wie Abb. 3.12 zeigt. Da dies gerade die Periodendauer der gemeinsamen Grundschwingung von ganzen und halben Ordnungen ist, wird die erste Ordnung sogar nahezu vollständig eliminiert.

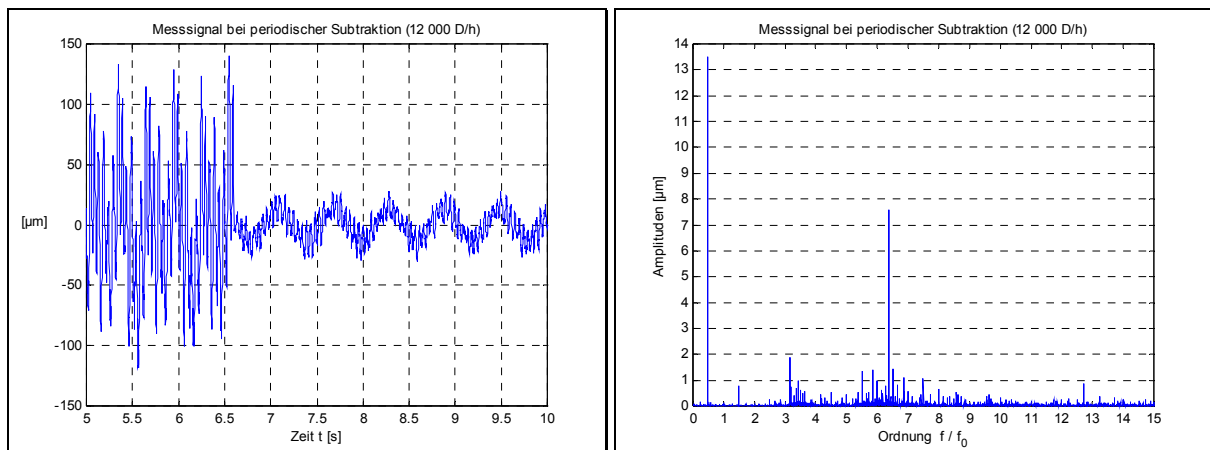


Abb. 3.13: Periodische Subtraktion nach Messung über 22 Umdrehungen

Analog sind 22 Umdrehungen die gemeinsame Grundschwingung aller ganzen und halben Ordnungen sowie zahlreicher nichtganzzahliger Ordnungen wie 3,18 und 6,36, so dass bei Messung von $y_M(\varphi_{MI})$ über $m = 22$ Umdrehungen das bereinigte Messsignal $x(\varphi)$ in Abb. 3.13 fast keine Anteile ganzer Ordnungen mehr enthält.

Die Messdauer für die periodische Subtraktion addiert sich zur Zeit der geregelten DSK zwischen Erreichen der Druckgeschwindigkeit und erstem Regelungsschritt. Die periodische Subtraktion ist deshalb nur soweit vorteilhaft, wie sie die Gesamtmessdauer bis zum Erreichen der gewünschten Messgenauigkeit verkürzt. Da die ganzen Ordnungen bereits nach Messung über eine Umdrehung erheblich reduziert werden, sind vor dem ersten Regelungsschritt bei dieser Maßnahme besonders Messungen über eine oder zwei Umdrehungen interessant.

In Abb. 3.14 sind die Messfehler der Ordnungen 3,18 und 6,36 mit periodischer Subtraktion sowie die bei zusätzlicher Messung über ganze Schwebungsperioden dargestellt. Für Ordnung 6,36 wurde $y_M(\varphi_{MI})$ zur Vergrößerung des Effekts über zwei Umdrehungen gemessen. Damit ist gegenüber Abb. 3.7 besonders bei kurzen Messzeiten der Schwingungsmessung eine deutliche Fehlerreduktion erkennbar. Diese erlaubt einen Messfehler unter $1\ \mu\text{m}$ bereits nach weniger als fünf Umdrehungen, einschließlich der Messung von $y_M(\varphi_{MI})$.

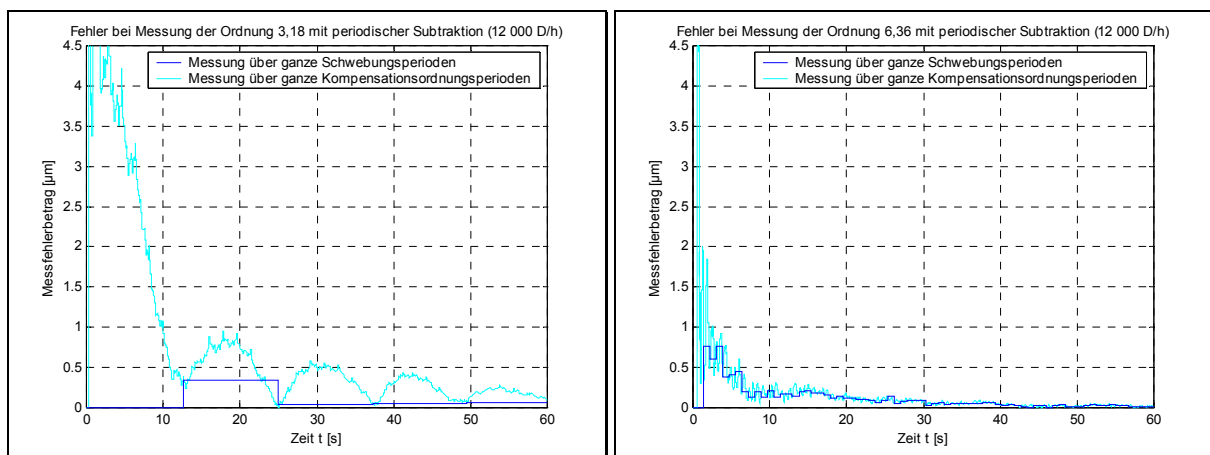


Abb. 3.14: Messfehler der Ordnungen 3,18 und 6,36 bei periodischer Subtraktion

Erfolgt die Schwingungsmessung über eine Periode der Schwebung mit Ordnung 3,16, verlängert sich bei Ordnung 3,18 dagegen die bis zum Abschluss der ersten Messung erforderliche Zeit mindestens um die hier gewählte Dauer der Aufzeichnung von $y_M(\varphi_{MI})$ über eine Umdrehung. Vorteilhaft ist dabei jedoch die höhere Messgenauigkeit.

Sofern die Schwingungsmessung über ganze Perioden der gemeinsamen Grundschwingung von Kompensationsordnung und ganzen Ordnungen erfolgt, entstehen durch letztere keine Fehler, so dass auch die periodische Subtraktion keine Verbesserung bringt. Dies veranschaulicht Abb. 3.15 am Beispiel der über Vielfache von 11 Umdrehungen gemessenen Ordnung 6,36.

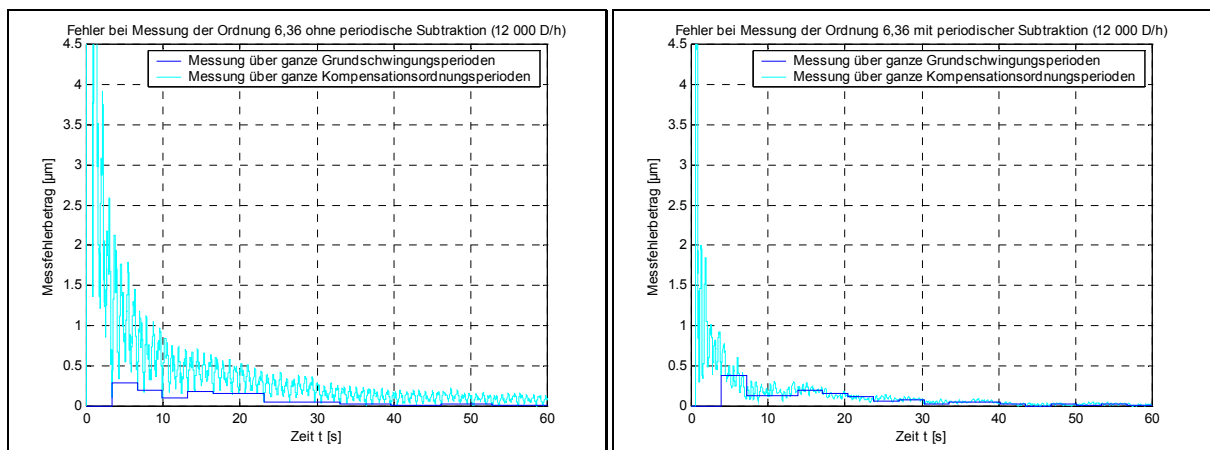


Abb. 3.15: Wirkung der periodischen Subtraktion auf den Messfehler der Ordnung 6,36

Der dargestellte Fehler bei dieser Messung über ganze Grundschwingungsperioden ist darin mit periodischer Subtraktion nicht systematisch geringer als ohne diese Maßnahme. Die Werte $y_M(\varphi_{Mi})$ wurden dabei über zwei Umdrehungen gemessen.

In allen anderen Fällen erlaubt die periodische Subtraktion besonders bei kurzen Messzeiten eine erhebliche Reduktion der durch die ganzen Ordnungen verursachten Messfehler.

Die periodische Subtraktion erzeugt das Subtraktionssignal ähnlich wie das von EDWARDS u. a. (1987) beschriebene *Periodic Averaging Filter*. Dieses mittelt die durch Walzenexzentrizitäten verursachten Störungen mit exponentieller Gewichtung individuell für jede Walze über mehrere Umdrehungen. Dabei werden in jeder Umdrehung im gleichen Speicherbereich Werte aktualisiert und für die Regelung verwendet. Um ein vollkommen periodisches Subtraktionssignal zu erhalten, erfolgt dagegen bei periodischer Subtraktion die Messung von $y_M(\varphi_{Mi})$ nur vor der Schwingungsmessung.

Eine Anpassung an sich langsam ändernde Schwingungsparameter wurde bei den Versuchen durch Verwendung in zwei getrennten Speicherbereichen abgelegter Stützstellenwerte $y_{MA}(\varphi_{Mi})$ und $y_{MB}(\varphi_{Mi})$ erreicht, die bei aufeinanderfolgenden Schwingungsmessungen alternierend der Aufzeichnung oder Subtraktion dienen. Während der periodischen Subtraktion auf Basis von $y_{MA}(\varphi_{Mi})$ bei einer Schwingungsmessung kann damit $y_{MB}(\varphi_{Mi})$ für die folgende Schwingungsmessung bereits gemessen werden und umgekehrt.

3.3.6 Fehlerkorrektur

Ist der Abstand zwischen r_i und r_v gering oder die Druckfrequenz f_0 klein, kann nach Gleichung (3.29) die Periodendauer T_s der Schwebung sehr lang werden. Bei 5 000 D/h beträgt T_s für die Ordnungen $r_i = 742/235$ und $r_v = 35/11$ beispielsweise ca. 29,5 s. Die Fehlervermeidung durch Messung über ganze Schwebungsperioden würde dann ebenso lange Messdauern erfordern. Auch können, falls mehrere Ordnungen r_v nah bei der Kompensationsordnung r_i im Signal $x(\varphi)$ enthalten sind, die resultierenden Fehlerterme f_{v-} im Allgemeinen nicht gleichzeitig durch Wahl eines geeigneten Messintervalls in akzeptabler Zeit vermieden werden. Statt der Vermeidung des von einer Ordnung r_v verursachten Messfehlers durch geeignete Wahl des Messintervalls bietet sich in diesen Fällen dessen Elimination durch die Korrektur des Messwerts \hat{y}_{oi} an. Aus Gleichung (3.7) folgt durch Auflösen nach y_{oi}

$$y_{oi} = \hat{y}_{oi} - \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq i}}^n y_{ov} d_{v-} - \sum_{v=1}^n y_{ov}^* d_{v+} \quad (3.39)$$

mit

$$d_{v-} = \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} \quad (3.40)$$

$$d_{v+} = \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i + r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_i + r_v)\varphi_0)}}{(r_i + r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)}. \quad (3.41)$$

Aus Gründen des Rechenaufwands ist es sinnvoll, die Zahl der zu eliminierenden Fehlerterme auf einen oder wenige zu beschränken und die Maßnahme ggf. mit der Messung über ganze Schwebungsperioden zu kombinieren. Während sich die Faktoren d_{v-} und d_{v+} genau berechnen lassen, können für y_{ov} und y_{ov}^* in Gleichung (3.39) im Allgemeinen nur Messwerte \hat{y}_{ov} und \hat{y}_{ov}^* bestimmt werden. Diese enthalten aber durch eine Messung analog zu der von \hat{y}_{oi} auch entsprechende Fehler, insbesondere durch die Rückwirkung der Ordnung r_i auf \hat{y}_{ov} .

Bei Berücksichtigung dieser Rückwirkung und jeweils nur eines Fehlerterms folgt aus Gleichung (3.39) als Gleichungssystem zur Berechnung korrigierter Messwerte \hat{y}_{oi}^K und \hat{y}_{ov}^K

$$\hat{y}_{oi}^K = \hat{y}_{oi} - \hat{y}_{ov}^K d_{v-} \quad (3.42)$$

$$\hat{y}_{ov}^K = \hat{y}_{ov} - \hat{y}_{oi}^K d_{i-} \quad (3.43)$$

mit d_{v-} nach Gleichung (3.40) und dem entsprechenden Faktor

$$d_{i-} = \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_v - r_i)\varphi_{1v})} - e^{j(\frac{\pi}{2} - (r_v - r_i)\varphi_{0v})}}{(r_v - r_i)(\varphi_{1v} - \varphi_{0v})}. \quad (3.44)$$

Da die Messintervalle der Ordnungen r_i und r_v zur Vermeidung weiterer Fehler unterschiedlich wählbar sind, wird hierbei das Messintervall der Ordnung r_i von φ_0 bis φ_1 und das der Ordnung r_v von φ_{0v} bis φ_{1v} unterschieden.

Für den korrigierten Messwert \hat{y}_{oi}^K folgt durch Auflösung des Gleichungssystems

$$\hat{y}_{oi}^K = \frac{\hat{y}_{oi} - \hat{y}_{ov} d_{v-}}{1 - d_{i-} d_{v-}}. \quad (3.45)$$

Mit Gleichung (3.43) kann daraus auch direkt der korrigierte Messwert \hat{y}_{ov}^K berechnet werden. Falls die Messintervalle beider Ordnungen gleich sind, ist

$$d_{i-} = -\frac{e^{j(\frac{\pi}{2} + (r_i - r_v)\varphi_1)} - e^{j(\frac{\pi}{2} + (r_i - r_v)\varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} = \frac{e^{-j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_1)} - e^{-j(\frac{\pi}{2} - (r_i - r_v)\varphi_0)}}{(r_i - r_v)(\varphi_1 - \varphi_0)} = d_{v-}^*. \quad (3.46)$$

Prinzipiell lassen sich noch weitere Fehlerterme im System der Gleichungen (3.42) und (3.43) berücksichtigen. Durch Berücksichtigung weiterer Ordnungen steigt der Berechnungsaufwand jedoch überproportional an, da Wechselwirkungen paarweise zwischen allen Ordnungen auftreten. Dabei ist zu bedenken, dass die hier gewählte Darstellung mit komplexen Größen den numerischen Berechnungsaufwand verbirgt.

In Abb. 3.16 sind Amplitude \hat{y}_{oi} und Fehler bei Messung der Ordnung 3,18 mit Fehlerkorrektur dargestellt. Nach Aufzeichnung von $y_M(\varphi_M)$ über eine Umdrehung wurden die ganzen Ordnungen dabei durch periodische Subtraktion im Messsignal reduziert.

Durch die Fehlerkorrektur werden die von Ordnung 3,16 verursachten systematischen Fehler im Amplitudenverlauf vermieden, und der Fehler bei Messung über ganze Schwebungsperioden sinkt bereits nach 4,1 s unter $1 \mu\text{m}$. Die Messung der beiden Ordnungen 3,16 und 3,18 berücksichtigt dabei jeweils die Schwebung mit Ordnung 3, was für Ordnung 3,16 eine Schwebungsperiode von 1,9 s und für Ordnung 3,18 eine Schwebungsperiode von 1,65 s ergibt.

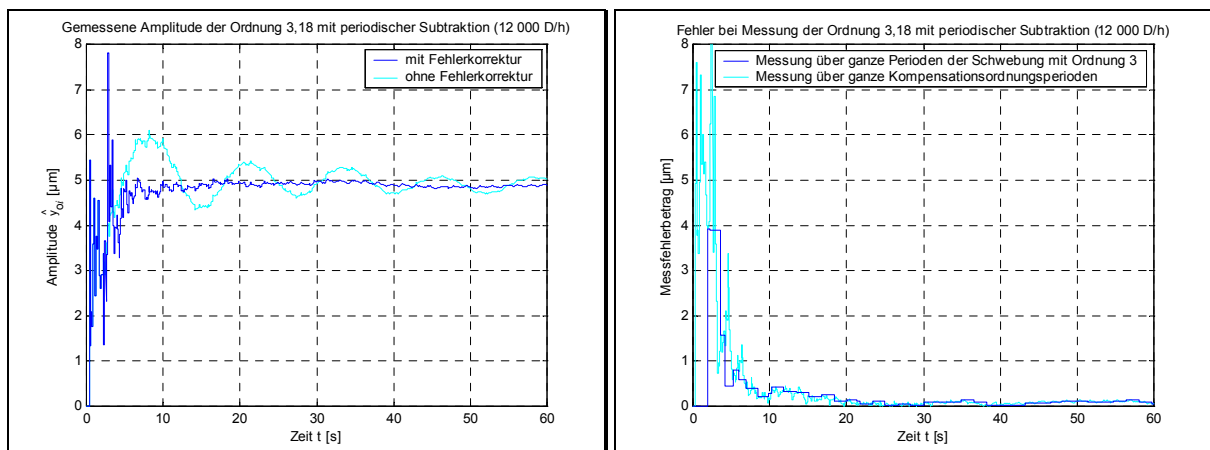


Abb. 3.16: Gemessene Amplitude und Messfehler mit Fehlerkorrektur

Die unkorrigierten Messwerte beider Ordnungen werden daher zu unterschiedlichen Zeitpunkten aktualisiert, und die Fehlerkorrektur beginnt erst mit Vorliegen des ersten Messwerts der Ordnung 3,16. Bei jeder Aktualisierung eines Messwerts wird aus den jeweils aktuellen Messwerten beider Ordnungen ein neuer korrigierter Messwert der komplexen Amplitude von Ordnung 3,18 und daraus der dargestellte Fehler berechnet, so dass dessen Aktualisierung nicht zeitlich äquidistant erfolgt.

Erst mit diesem ganzen Bündel der genannten Maßnahmen zur Fehlerreduktion gelingt die zuverlässige Messung der dicht benachbarten Ordnungen 3,16 und 3,18 in wenigen Sekunden mit einem Fehler unter $1 \mu\text{m}$. Als wesentliche Voraussetzung zur Anwendung der DSK ist damit auch die Messbarkeit aller Kompensationsordnungen aus Tabelle 1.1 unter praktischen Bedingungen in akzeptabler Zeit gewährleistet.

3.4 Skalierung der Messung

Die beiden Problemfelder Schwingungsmessung und Kenntnis der Prozessparameter bestimmen die Konvergenz der DSK. Basierend auf der Schwingungsmessung soll in möglichst kurzer Zeit eine möglichst vollständige Kompensation erreicht werden. Die schnelle Kompensation einer Schwingung erfordert eine kurze Messdauer, die vollständige Kompensation eine exakte Messung. Trotz der beschriebenen Maßnahmen zur Fehlerreduktion steigt allerdings die Genauigkeit der Schwingungsmessung tendenziell mit zunehmender Messzeit, so dass für letztere ein geeigneter Kompromiss zwischen kurzer Messung und hoher Genauigkeit zu finden ist.

Selbst bei exakter Messung der Schwingung wird die Güte der daraus berechneten Kompensation durch ungenaue Kenntnis der Prozessparameter beeinträchtigt. Abweichungen der Prozessparameter können z. B. durch ungenaue Identifikation, Zeitvarianz der Parameter oder Nichtlinearität des Prozesses verursacht sein. Die DSK benötigt dann mehrere Regelungsschritte, um eine Schwingung weitgehend zu kompensieren. Im ersten Schritt wird die Schwingung zunächst grob reduziert, wobei eine geringe Genauigkeit der Schwingungsmessung ausreicht. In den nachfolgenden Schritten wird die Schwingung dann sukzessive eliminiert, mit entsprechend steigender Anforderung an die Messgenauigkeit. Die Gesamtzeit bis zum Erreichen einer weitgehenden Kompensation kann durch Anpassung der Messparameter auf diese Weise verkürzt werden. Die Veränderung der Messparameter während der Ausführung der geregelten DSK zur Verschiebung der Priorität zwischen Messdauer und Genauigkeit wird hier als Skalierung bezeichnet.

In Abschnitt 3.3 wurden verschiedene Möglichkeiten vorgestellt, um den Messfehler zu reduzieren. Nach den in Abb. 3.17 verdeutlichten Angriffspunkten bei der Schwingungsmessung lassen sich die Maßnahmen unterteilen in

1. Fehlerreduktion durch geeignet gewählte Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls,
2. Reduktion der ganzen Ordnungen durch periodische Subtraktion vor der Integration sowie
3. Fehlerkorrektur der komplexen Amplitude nach der Integration.

Periodische Subtraktion

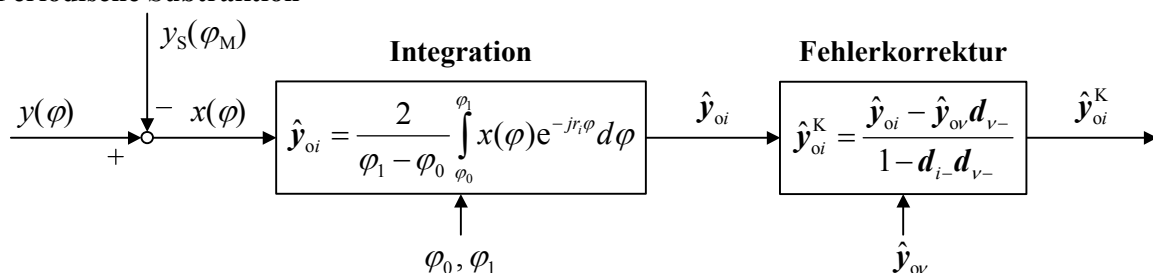


Abb. 3.17: Schwingungsmessung mit Maßnahmen zur Fehlerreduktion

Da die periodische Subtraktion vor der Integration erfolgt, braucht sie auch bei Kompensation mehrerer Ordnungen nur einmal ausgeführt zu werden.

So wie die auftretenden Messfehler, hängt die Eignung der Maßnahmen zur Fehlerreduktion von der Kompensationsordnung ab.

Bei Messung halber Ordnungen über Vielfache von zwei Umdrehungen verursachen gemäß Abschnitt 3.3.3 ganze und halbe Ordnungen keine Fehler, da dies einer Messung über ganze Perioden der gemeinsamen Grundschiwingung entspricht. Als Längen des Messintervalls sind für halbe Ordnungen deshalb besonders die Winkel $4\pi n$ geeignet mit dem Skalierungsparameter $n \in \mathbb{N}$. Die Wahl $n = 1$ entspricht der kürzesten Messzeit.

Für einige der übrigen nichtganzzahligen Ordnungen scheidet eine Messung über ganze Grundschiwingungsperioden zum Teil aufgrund einer zu langen Periodendauer aus. In diesem Fall ist die Reduktion der ganzen Ordnungen im Messsignal durch periodische Subtraktion gemäß Abschnitt 3.3.5 sinnvoll. Die Qualität der Reduktion hängt von der Zahl m der bei Messung von $y_M(\varphi_{MI})$ gemittelten Umdrehungen ab. Bereits nach Aufzeichnung über eine Umdrehung wird der durch ganze Ordnungen verursachte Fehler erheblich reduziert. Zur Verkürzung der Zeit bis zum Abschluss der ersten Schwingungsmessung ist es sinnvoll, die erste Messung von $y_M(\varphi_{MI})$ auf eine Umdrehung zu beschränken. Alle folgenden Messungen von $y_M(\varphi_{MI})$ sind bei Einsatz zweier alternierend verwendeter Stützstellensätze $y_{MA}(\varphi_{MI})$ und $y_{MB}(\varphi_{MI})$ parallel zur Schwingungsmessung ausführbar und erhöhen die Messdauer nicht.

Zusätzlich lassen sich bei diesen Ordnungen durch geeignete Wahl der Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls zur Messung über ganze Perioden der Kompensationsordnung gemäß Abschnitt 3.3.2 und zur Messung über ganze Schwebungsperioden gemäß Abschnitt 3.3.4 weitere Fehlerterme vermeiden. Letzteres führt vor allem bei Fehlern durch dicht benachbarte Ordnungen, deren Beitrag besonders groß ist, zu erheblichen Verbesserungen.

Sehr dicht benachbarte Ordnungen verursachen Schwebungen mit langen Periodendauern. Erst die Fehlerkorrektur nach Abschnitt 3.3.6 ermöglicht in diesen Fällen gute Messergebnisse in kurzer Zeit, erfordert jedoch zusätzlichen Rechenaufwand.

Unabhängig von der Ordnung erfolgt die Skalierung der Schwingungsmessung demnach nur durch Variation der Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls. Dabei werden ordnungsabhängig durch Einhaltung bestimmter Restriktionen lokale Fehlerminima ermöglicht, die der Vermeidung von Fehlertermen bei Messung über Vielfache verschiedener Periodendauern entsprechen. Diese Periodendauern geben einerseits die Schrittweite der Skalierung vor und andererseits die minimale Messdauer einer effizienten Messung.

3.5 Steuerung des Messintervalls

Nach Abschnitt 3.4 dient bei allen Kompensationsordnungen die Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls zur Skalierung der Schwingungsmessung. Die in den Versuchen eingesetzte regelbasierte Steuerung dieser Länge wird nachfolgend als Satz mehrerer Funktionen vorgestellt. Mit zunächst kurzen Messintervallen erlaubt sie die schnelle Reduktion der Amplitude auf das Niveau einer geringeren Messgenauigkeit und durch in Stufen verlängerte Messintervalle danach die sukzessive Steigerung der Messgenauigkeit. Einstellbare Zeitparameter sind für alle Kompensationsordnungen gemeinsam die minimale Messzeit T_{Mmin} , die maximale Messzeit T_{Mmax} sowie die Messzeitverlängerung ΔT_M . Diese Parameter bestimmen die ungefähre Länge des Messintervalls in Regelungsschritt ℓ für Kompensationsordnung r gemäß

$$\tilde{\Phi}(\ell, r) = \begin{cases} \omega_{Soll} \cdot \min(T_{Mmin}, T_{Mmax}) & \text{falls } \ell \leq 1 \\ \min(\Phi_{ind}(\ell - 1, r) + \max(\omega_{Soll} \Delta T_M, \Phi_{ind}(\ell - 1, r)), \omega_{Soll} T_{Mmax}) & \text{falls } \ell > 1 \end{cases} \quad (3.47)$$

Im ersten Regelungsschritt ($\ell = 1$) entspricht diese Länge der minimalen Messzeit T_{Mmin} , in den folgenden Regelungsschritten einer Verlängerung gegenüber der vorhergehenden Länge $\Phi_{\text{ind}}(\ell - 1, r)$ des Messintervalls um das Maximum von $\omega_{\text{Soll}} \Delta T_{\text{M}}$ und $\Phi_{\text{ind}}(\ell - 1, r)$.

Mit einer zur Fehlerreduktion geeigneten Länge Φ des Messintervalls kann daraus gemäß

$$m(\ell, r, \Phi) = \begin{cases} \max(1, \text{ceil}(\frac{\tilde{\Phi}(\ell, r)}{\Phi})) & \text{falls } \ell \leq 1 \\ \max(1, \text{floor}(\frac{\tilde{\Phi}(\ell, r)}{\Phi})) & \text{falls } \ell > 1 \end{cases} \quad (3.48)$$

ein ganzzahliger Multiplikator $m(\ell, r, \Phi) \geq 1$ berechnet werden, der etwa die Anzahl der in $\tilde{\Phi}(\ell, r)$ enthaltenen Längen Φ angibt. Um die minimale Messzeit T_{Mmin} einzuhalten, wird im ersten Regelungsschritt durch $\text{ceil}()$ aufgerundet und um die maximale Messzeit T_{Mmax} einzuhalten, in den folgenden Regelungsschritten durch $\text{floor}()$ abgerundet. Die Funktion

$$m'(\ell, r, \Phi) = \begin{cases} m(\ell, r, \Phi) + 1 & \text{falls } \ell > 1 \wedge m(\ell, r, \Phi) = m(\ell - 1, r, \Phi) \\ m(\ell, r, \Phi) & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.49)$$

verhindert zusätzlich, dass durch die Abrundung in Gleichung (3.48) eine Erhöhung des Multiplikators unterbleibt.

Unter Beachtung der maximalen Messzeit T_{Mmax} folgt daraus die Länge des Messintervalls zu

$$\Phi'(\ell, r, \Phi) = \Phi \cdot \min(m'(\ell, r, \Phi), \max(1, \text{floor}(\frac{\omega_{\text{Soll}} T_{\text{Mmax}}}{\Phi}))). \quad (3.50)$$

Die Flexibilität der Fehlerreduktion lässt sich steigern, wenn Φ für kurze Messintervalle als Funktion $\Phi_{\text{S}}(r)$ der Ordnung r bestimmt wird und für längere Messintervalle als Funktion $\Phi_{\text{L}}(r)$. Bei den Versuchen diente zur Entscheidung zwischen beiden Alternativen die Regel

$$\Phi''(\ell, r) = \begin{cases} \Phi'(\ell, r, \Phi_{\text{S}}(r)) & \text{falls } \Phi'(\ell, r, \Phi_{\text{S}}(r)) \leq 0,6 \cdot \Phi_{\text{L}}(r) \\ \Phi'(\ell, r, \Phi_{\text{L}}(r)) & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.51)$$

Um eine bessere Messfehlerreduktion zu erreichen, wird nach dieser Regel $\Phi''(\ell, r)$ auf Basis von $\Phi_{\text{L}}(r)$ statt $\Phi_{\text{S}}(r)$ berechnet, sobald dies mit relativ geringem zeitlichen Mehraufwand ($< 40\%$ der Dauer von $\Phi_{\text{L}}(r)$) möglich ist.

Bei größeren Abweichungen der für die Regelung verwendeten von den tatsächlichen Prozessparametern wird die Konvergenz nicht durch die Messgenauigkeit, sondern die Modellkenntnis begrenzt. Da in diesem Fall eine Verlängerung des Messintervalls das Einschwingen der DSK verlangsamen kann, ist es vorteilhaft, die Länge des Messintervalls beizubehalten, wenn damit eine Reduktion der Amplitude gegenüber dem vorhergehenden Abtastzeitpunkt erzielt wird. Für die Länge des Messintervalls in Regelungsschritt ℓ bei individueller Kompensation der Ordnung r folgt damit

$$\Phi_{\text{ind}}(\ell, r) = \begin{cases} \Phi_{\text{ind}}(\ell - 1, r) & \text{falls } \hat{y}_{\text{o}}(\ell)_{\varphi_1 - \varphi_0 = \Phi_{\text{ind}}(\ell - 1, r)} < \hat{y}_{\text{o}}(\ell - 1) \\ \Phi''(\ell, r) & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.52)$$

Abb. 2.8 veranschaulicht die Wirkung dieser Heuristik für $\hat{K}_{\text{p}} = 0,6 \cdot K_{\text{p}}$.

Die Herleitung des Messfehlers in Gleichung (3.7) und der daraus abgeleiteten Maßnahmen zur Messfehlerreduktion in Abschnitt 3.3 erfolgten unter der Annahme, dass alle Schwingungen stationär sind. Ändern sich die Kompensationsparameter einer Ordnung r_{v} während der Schwingungsmessung einer Ordnung r_{i} , ist diese Voraussetzung verletzt.

Kompensationsordnung r_i	0,5	3,16	3,18	5,86	6,36	6,86
Für kurze Messintervalle $\Phi_s(r_i) / 2\pi$	2	6,351	5,5	22	22	22
Für lange Messintervalle $\Phi_L(r_i) / 2\pi$	22	79,598	22	22	22	22
Korrekturordnung r_v	-	3,18	3,16	-	-	-
Länge der Messintervalle	$\Phi_{\text{ind}}()$	$\Phi_{\text{sync}}()$	$\Phi_{\text{sync}}()$	$\Phi_{\text{sync}}()$	$\Phi_{\text{sync}}()$	$\Phi_{\text{sync}}()$

Tabelle 3.1: Parametrierung der Schwingungsmessung

Die asynchrone Kompensation mehrerer Ordnungen mit individuellen Messintervall-Längen nach Gleichung (3.52) beeinträchtigt daher die Messgenauigkeit und motiviert zur synchronen Messung und Kompensation der Ordnungen.

Die maximale Länge

$$\Phi_{\max}(\ell) = \max(\Phi_{\text{ind}}(\ell, r_1), \Phi_{\text{ind}}(\ell, r_2), \dots, \Phi_{\text{ind}}(\ell, r_n)) \quad (3.53)$$

des Messintervalls bestimmt die Dauer einer synchronen Messung von n Ordnungen mit gleichzeitigem Beginn. Unter Berücksichtigung individueller Maßnahmen der Fehlerreduktion wird diese Messdauer möglichst gut ausgenutzt, falls mit der Funktion

$$\Phi'''(\ell, \Phi) = \Phi \cdot \text{floor}\left(\frac{\Phi_{\max}(\ell)}{\Phi}\right) \quad (3.54)$$

für die Länge des Messintervalls in Regelungsschritt ℓ bei synchroner Kompensation der Ordnung r gilt

$$\Phi_{\text{sync}}(\ell, r) = \begin{cases} \Phi'''(\ell, \Phi_L(r)) & \text{falls } \Phi'''(\ell, \Phi_L(r)) \leq \Phi_{\max}(\ell) \\ \Phi'''(\ell, \Phi_S(r)) & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.55)$$

Tabelle 3.1 enthält geeignete Einstellungen zur Schwingungsmessung für die Kompensationsordnungen aus Tabelle 1.1, mit denen auch die Versuchsergebnisse in Kapitel 6 erzielt wurden. Eine Fehlerkorrektur beschränkt sich dabei auf die Ordnungen 3,16 und 3,18. Da Ordnung 0,5 in nur zwei Umdrehungen gut messbar ist, wird sie gemäß Gleichung (3.52) individuell kompensiert. Die Kompensation aller anderen Ordnungen erfolgt nach Gleichung (3.55) synchron zueinander, so dass Ordnung 3,16 zumindest über das Intervall $3 \cdot \Phi_S(3,16)$ gemessen wird und Ordnung 3,18 über 22 Umdrehungen. Die angegebenen Werte von $\Phi_S(3,16)$ und $\Phi_S(3,18)$ entsprechen den Periodendauern der Schwebungen mit Ordnung 3 und der Wert von $\Phi_L(3,16)$ der Periodendauer der Schwebung mit Ordnung 3,17. Da $y_M(\varphi_{Ml})$ für die periodische Subtraktion vor der synchronen Messung über eine Umdrehung aufgezeichnet wird, erfolgt die erste Reduktion der synchron kompensierten Ordnungen nach 23 Umdrehungen.

3.6 Wahl der Zeitparameter

Bei der Steuerung des Messintervalls nach Abschnitt 3.5 beeinflussen, neben den ordnungsabhängigen Einstellungen zur Fehlerreduktion in Tabelle 3.1, auch die Zeitparameter T_{Mmin} , ΔT_M und T_{Mmax} die Konvergenz der DSK.

Die Wahl $T_{\text{Mmin}} = 0$ s bedeutet, dass die Länge der ersten Messung nur durch entsprechend Tabelle 3.1 gegebene Parameter bestimmt wird und erlaubt daher die kürzesten Messungen. Bei Identifikation mit expliziten Identifikationsschritten $\ell = 0$ und $\ell = 1$ wurde durch die Wahl $T_{\text{Mmin}} = 30$ s eine hohe Messgenauigkeit erreicht. Gemäß den Gleichungen (3.47) bis (3.55) stimmen die Längen der Messintervalle in beiden Schritten überein.

Wesentlichen Einfluss auf die Konvergenz hat die Regel zur Verlängerung des Messintervalls zwischen zwei Regelungsschritten, in welche die Messzeitverlängerung ΔT_M einfließt. Ist die Verlängerung groß, resultiert eine späte Amplitudenreduktion, ist sie klein, eine nur geringe Steigerung der Messgenauigkeit mit entsprechend langsamer Konvergenz. So ist das Einschwingen der DSK von Ordnung 0,5 mit $\Delta T_M = 5$ s rechts in Abb. 3.18 schneller als das mit $\Delta T_M = 0,6$ s links in Abb. 3.18. Dargestellt ist analog Abb. 2.7 jeweils die gemessene Amplitude der Ordnung 0,5 im Zeitverlauf ab dem Beginn der geregelten DSK.

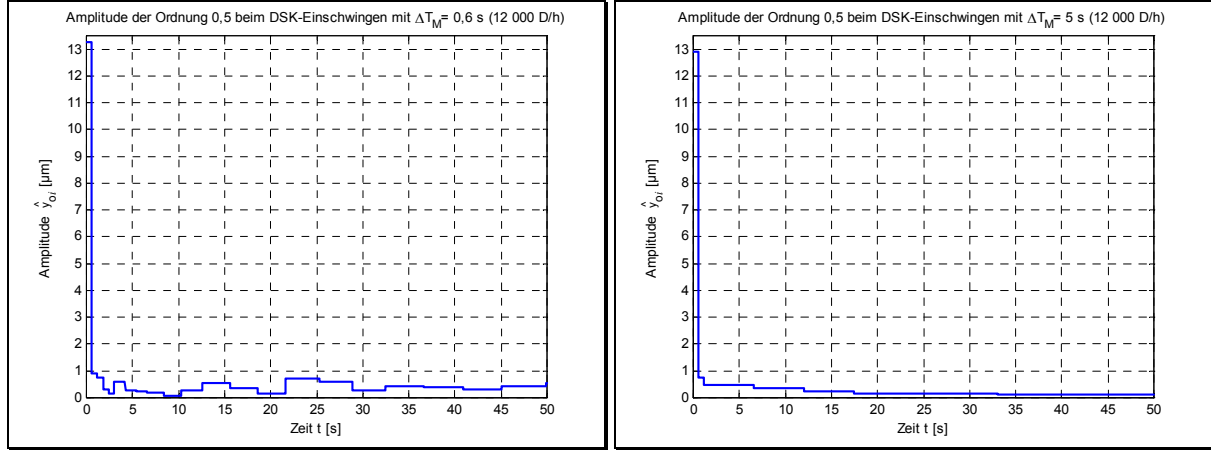


Abb. 3.18: DSK der Ordnung 0,5 mit $\Delta T_M = 0,6$ s und $\Delta T_M = 5$ s ($T_{Mmin} = 0$ s, $T_{Mmax} = 30$ s)

Dabei war einheitlich $\Phi_L(r) = \Phi_S(r) = 4\pi$ und zur Vergrößerung des Unterschieds wurde von einer Verdopplung der Messintervall-Länge abgesehen, d.h. statt Gleichung (3.47) galt für $\ell > 1$

$$\tilde{\Phi}(\ell, r) = \min(\Phi_{ind}(\ell - 1, r) + \omega_{Soll} \Delta T_M, \omega_{Soll} T_{Mmax}). \quad (3.56)$$

Die alternative Verdopplung der Messintervall-Länge gemäß Gleichung (3.47) erlaubt es, auch bei langen Messintervallen die Messgenauigkeit zwischen den Regelungsschritten signifikant zu steigern. Mit ihr wirkt sich ΔT_M nur auf die ersten Regelungsschritte aus.

Die DSK kann nur soweit konvergieren, wie es die Messgenauigkeit zulässt. Im eingeschwungenen Zustand der geregelten DSK begrenzt T_{Mmax} die Kompensationsqualität. Dabei verbessern große T_{Mmax} zwar die Messgenauigkeit, beeinträchtigen allerdings die Antwortzeit der DSK auf Störungsänderungen. Bei der Steuerung des Messintervalls gemäß Abschnitt 3.5 ist deshalb auch für T_{Mmax} ein geeigneter Kompromiss zu finden.

Abb. 3.19 links zeigt die gemessene Amplitude der Ordnung 0,5 beim Einschwingen der geregelten DSK mit der Steuerung des Messintervalls gemäß Abschnitt 3.5. Im ersten Regelungsschritt wird sie bereits nach zwei Umdrehungen, entsprechend 0,6 s, von mehr als 12 μm

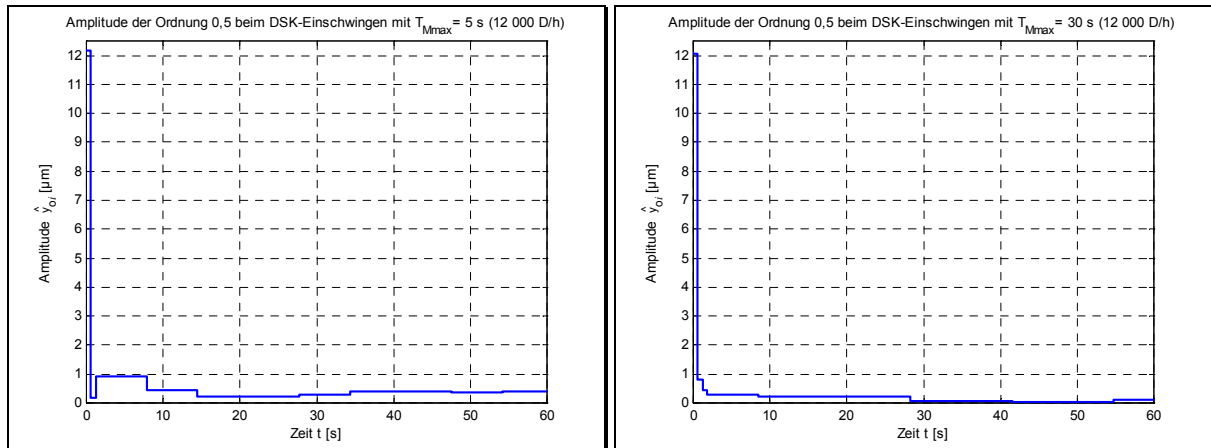


Abb. 3.19: DSK der Ordnung 0,5 mit $T_{Mmax} = 5$ s und $T_{Mmax} = 30$ s ($T_{Mmin} = 0$ s, $\Delta T_M = 5$ s)

auf einen Wert innerhalb der Messgenauigkeit von ca. $1\text{ }\mu\text{m}$ reduziert. Die Verlängerung des Messintervalls auf 22 Umdrehungen, entsprechend 6,6 s, im dritten Regelungsschritt führt 7,8 s nach Aktivierung der geregelten DSK zu einem Amplitudenwert innerhalb der dann erhöhten Messgenauigkeit von ca. $0,5\text{ }\mu\text{m}$.

Links in Abb. 3.19 wurde durch $T_{\text{Mmax}} = 5\text{ s}$ die Länge des Messintervalls auf 22 Umdrehungen begrenzt, was eine relativ schnelle Reaktion auf Störungsänderungen ermöglicht. Im Vergleich dazu erlaubt $T_{\text{Mmax}} = 30\text{ s}$ rechts in Abb. 3.19 durch längere Messintervalle eine weitere Erhöhung der Messgenauigkeit.

Durch Überwachung der Amplitude ist eine schnelle Reaktion auf Störungsänderungen auch bei hoher Messgenauigkeit erreichbar. Wird parallel zu den Messungen in Abb. 3.19 die Amplitude zusätzlich in Intervallen von 2 Umdrehungen gemessen, kann die Kompensation sofort reagieren und die Messintervall-Länge reinitialisieren, sobald dieser Messwert eine Schwelle oberhalb der Messgenauigkeit überschreitet. Der Aufwand einer solchen Überwachung ist besonders gering, wenn die Differenz der beiden Momentanwerte der gemäß Gleichung (3.2) ohnehin berechneten Summe an den Grenzen des kurzen Messintervalls direkt mit einer geeigneten Konstante verglichen wird. Da sich während des Drucks der Auflage (**Fortdruck**) die Anregungen relativ langsam ändern, ist eine derartige Überwachung allerdings nicht notwendig und wurde bei den Versuchen auch nicht eingesetzt.

Ordnung 0,5 bleibt stets unter $2,1\text{ Hz}$ und damit weit unterhalb der Resonanzfrequenzen. Im Bereich der Resonanzfrequenzen sind die Amplituden aller Ordnungen jedoch maximal, sowohl die der Kompensationsordnungen als auch die einer Vielzahl weiterer Ordnungen, welche in Summe die Messung benachbarter Ordnungen beeinträchtigen. Kompensationsordnungen im Resonanzbereich erfordern deshalb bei gleicher Messgenauigkeit längere Messintervalle als Ordnung 0,5.

Als Beispiel werde die Kompensation der Ordnung 3,16 in Abb. 3.20 mit der Steuerung des Messintervalls gemäß Abschnitt 3.5 betrachtet. Messfehler durch ganze Ordnungen wurden dabei mit periodischer Subtraktion und solche durch Ordnung 3,18 mit Fehlerkorrektur reduziert. Durch die Einstellung $T_{\text{Mmin}} = 5\text{ s}$ entspricht das erste Messintervall der hier individuell kompensierten Ordnung 3,16 dem der synchronen Kompensation gemäß Tabelle 3.1. Nach der Aufzeichnung von $y_{\text{M}}(\varphi_{\text{MI}})$ über eine Umdrehung folgt die erste Schwingungsmessung von ca. $5,7\text{ s}$ über $3 \cdot \Phi_{\text{s}}(3,16)$, so dass nach etwa 6 s die erste Amplitudenreduktion erfolgt.

Mit $T_{\text{Mmax}} = 30\text{ s}$ wird im eingeschwungenen Zustand die Amplitude auf weniger als $0,7\text{ }\mu\text{m}$ reduziert. Die Länge des Messintervalls ist dabei auf $\Phi_{\text{L}}(3,16)$ begrenzt, was einer Messzeit von $23,9\text{ s}$ entspricht. Analog zu Ordnung 0,5 lässt sich durch längere Messintervalle die Amplitude weiter verringern. So kann bei $T_{\text{Mmax}} = 120\text{ s}$ mit einer Messintervall-Länge von $5 \cdot \Phi_{\text{L}}(3,16)$ die Amplitude auf Werte unter $0,25\text{ }\mu\text{m}$ reduziert werden.

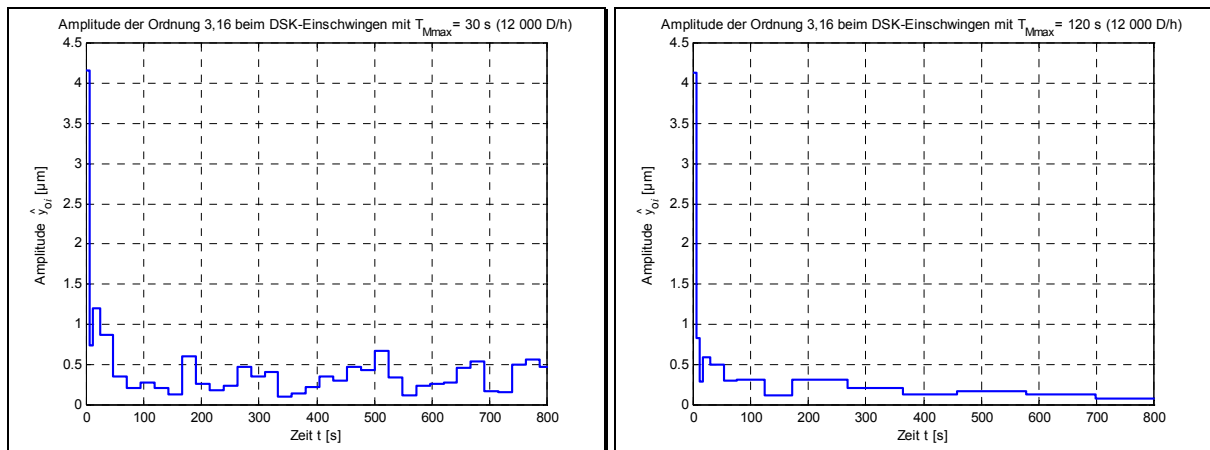


Abb. 3.20: DSK der Ordnung 3,16 mit $T_{\text{Mmax}} = 30\text{ s}$ und $T_{\text{Mmax}} = 120\text{ s}$ ($T_{\text{Mmin}} = \Delta T_{\text{M}} = 5\text{ s}$)

Ein Vergleich von Abb. 3.19 mit Abb. 3.20 veranschaulicht den Konvergenznachteil der Kompensation einer Ordnung im Resonanzbereich gegenüber der Ordnung 0,5, welcher durch unterschiedliche Messintervall-Längen zur Erzielung gleicher Messgenauigkeit bedingt ist.

Ein Konvergenznachteil entsteht auch durch die synchrone Kompensation der höheren Ordnungen, welche eine ordnungsindividuell-optimale Steuerung des Messintervalls verhindert. Gemäß Abb. 3.15 könnte beispielsweise eine individuelle Kompensation der Ordnung 6,36 bereits nach Messung über 11 statt 22 Umdrehungen erfolgen.

Ein weiterer Nachteil ergibt sich durch die gemäß Abschnitt 5.2 größeren Schwankungen der Prozessparameter im Resonanzbereich, welche ohne Berücksichtigung zu Abweichungen zwischen gemessenen und tatsächlichen Prozessparametern führen und nach Abschnitt 2.5 die Konvergenz der geregelten DSK beeinträchtigen können.

Bei Steuerung des Messintervalls gemäß Abschnitt 3.5 erlaubt die Wahl $T_{Mmin} = 0$ s, $\Delta T_M = 5$ s und $T_{Mmax} = 120$ s eine relativ schnelle Konvergenz und im eingeschwungenen Zustand der geregelten DSK eine hohe Messgenauigkeit aller Kompensationsordnungen. Mit diesen Einstellungen der Zeitparameter wurden daher auch die Versuchsergebnisse in Kapitel 6 erzielt.

3.7 Zusammenfassung

Die Schwingungsmessung ermittelt im stationären Zustand einen Messwert \hat{y}_{oi} der komplexen Amplitude y_{oi} einer Ordnung r_i in der Regelgröße y oder einem Messsignal x . Sie dient der DSK zur Regelung und Identifikation im Frequenzbereich auf Basis komplexer Amplituden. Die Herleitung erfolgt daher übereinstimmend mit der DSK für den allgemeinen Fall winkelbezogener Schwingungen, gilt jedoch durch die Möglichkeit der Substitution bei konstanter Winkelgeschwindigkeit ebenso für den speziellen Fall zeitbezogener Schwingungen.

Die Berechnungsgleichung der Schwingungsmessung ist im Anhang mit harmonischer Analyse und orthogonaler Korrelation hergeleitet. Mit ihr können beim problemspezifischen Signalspektrum allerdings große Messfehler resultieren.

Im stationären Zustand lässt sich das Messsignal als Überlagerung von Schwingungen unterschiedlicher Ordnung mit konstanten Parametern modellieren. Bei der Schwingungsmessung entsteht daher im allgemeinen ein systematischer Messfehler, zu dem jede im Messsignal enthaltene Ordnung einen nur für bestimmte Längen des Messintervalls verschwindenden Fehlerbeitrag liefert.

Aus dem berechneten Messfehler abgeleitete Maßnahmen der Fehlerreduktion erlauben eine effiziente Messung auch beim charakteristischen Signalspektrum einer Druckmaschine. Damit lassen sich ordnungsabhängig durch Einhaltung bestimmter Restriktionen lokale Fehlerminima erreichen, während durch Variation der Länge des Messintervalls die Priorität zwischen kurzer Messung und hoher Messgenauigkeit verschoben wird.

Die in den Versuchen eingesetzte regelbasierte Steuerung dieser Länge erlaubt mit zunächst kurzen Messintervallen die schnelle Reduktion der Amplitude auf das Niveau einer geringeren Messgenauigkeit und durch in Stufen verlängerte Messintervalle danach die sukzessive Steigerung der Messgenauigkeit.

Die Konvergenz der DSK lässt sich dabei mit ordnungsabhängigen Einstellungen sowie den Zeitparametern minimale Messzeit T_{Mmin} , maximale Messzeit T_{Mmax} und Messzeitverlängerung ΔT_M gestalten.

4 Schwingungskompensation mit internem Modell

4.1 Beschreibung des Verfahrens

Die *Schwingungskompensation mit internem Modell (SKIM)* ist ein weiteres Verfahren zur Kompensation von Schwingungen bekannter Frequenz. Bei ihr ist der Regler durch eine Übertragungsfunktion $G_R(s)$ darstellbar, so dass aus dem allgemeinen Modell der Kompensation in Abb. 1.26 ein linearer Regelkreis mit SISOLTI-Prozess gemäß Abb. 4.1 resultiert und zur Analyse und Auslegung der Regelung die klassischen Methoden der Regelungstechnik anwendbar sind. Zum Vergleich der auf einem externen Modell der Störung basierenden DSK mit einem bekannten Ansatz mit internem Modell wurde die SKIM aufgrund ihrer Einfachheit und Fähigkeit zur asymptotisch vollständigen Kompensation ausgewählter Frequenzen als alternatives Kompensationsverfahren untersucht. Die SKIM benötigt keine explizite Schwingungsmessung oder -generierung mit trigonometrischen Funktionen, sondern lässt sich auf einem Digitalrechner als lineare Differenzengleichung zweiter Ordnung implementieren.

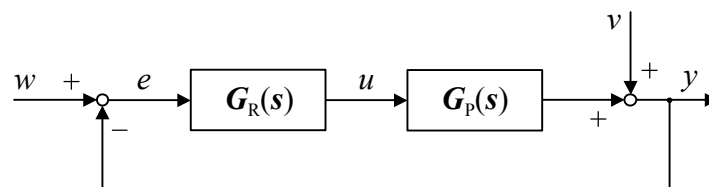


Abb. 4.1: Linearer Regelkreis der Schwingungskompensation mit internem Modell

Analog zur DSK wird der in Abb. 1.15 dargestellte, die Winkelregelung der Druckmaschine einschließende und daher asymptotisch stabile Prozess zwischen Stellgröße u und Regelgröße y betrachtet. Die an dessen Ausgang angreifend modellierte Störgröße v enthält Schwingungen diskreter Ordnungen r_i , die nach Gleichung (1.9) Schwingungen der Kreisfrequenzen ω_{k_i} entsprechen. Der Leitwinkel φ wird in der einfachsten Verfahrensausprägung nicht verwendet. Ausgehend von der Erläuterung des Verfahrens an Hand der Kompensation einer einzelnen Kreisfrequenz ω_k , ist durch dessen parallele Anwendung eine Verallgemeinerung zur Kompensation mehrerer Kreisfrequenzen ω_{k_i} möglich.

In Abschnitt 1.6.3.2 wurde bereits knapp das Prinzip des auf dem Inneren-Modell-Prinzip von FRANCIS und WONHAM (1976) basierenden Kompensators nach Gleichung (1.15) dargestellt. FUKUDA und TAKEHITO (1999) schalten ihn parallel zu einem PI-Regler, um eine Regelgröße an einen harmonischen Führungsgrößenverlauf anzugleichen. MESSNER und BODSON (1995) sehen den Kompensator dagegen direkt als Regler bei asymptotisch stabilem Prozess zur Kompensation einer harmonischen Störung vor, ähnlich der vorliegenden Kompensationsproblematik an der Druckmaschine.

Nach dem Inneren-Modell-Prinzip folgt die Regelgröße y der Führungsgröße w ohne bleibende Regeldifferenz, falls

1. der geschlossene Regelkreis asymptotisch stabil ist und
2. die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ein mathematisches Modell der exogenen Signale enthält, das Führungsgröße w und Störgröße v erzeugen kann.

Ähnlich FUKUDA und TAKEHITO (1999) lässt sich dies für den hier relevanten Fall harmonischer Signale w und v der Kreisfrequenz ω_k zeigen. Deren Differenz kann mit Amplitude c_o und Nullphasenwinkel $-\gamma$ nach Anhang A.1 beschrieben werden durch

$$w(t) - v(t) = c_o \cos(\omega_k t - \gamma) = c_o (\cos \omega_k t \cos \gamma + \sin \omega_k t \sin \gamma), \quad (4.1)$$

deren Laplace-Transformierte nach ISERMANN (1988a)

$$w(s) - v(s) = c_o \frac{s \cos \gamma + \omega_K \sin \gamma}{s^2 + \omega_K^2} \quad (4.2)$$

ist. Mit diesem Differenzsignal und der durch teilerfremde Polynome $B_0(s)$ und $A_0(s)$ ausgedrückten Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises

$$G_0(s) = G_R(s)G_P(s) = \frac{B_0(s)}{A_0(s)} \quad (4.3)$$

ergibt sich dann die Regeldifferenz zu

$$\begin{aligned} e(s) &= \frac{w(s) - v(s)}{1 + G_0(s)} = c_o \frac{s \cos \gamma + \omega_K \sin \gamma}{s^2 + \omega_K^2} \cdot \frac{A_0(s)}{A_0(s) + B_0(s)} \\ &= \frac{c_1}{s - \rho_1} + \dots + \frac{c_m}{s - \rho_m} + \frac{c_{m+1}}{s - j\omega_K} + \frac{c_{m+2}}{s + j\omega_K}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

wobei alle Pole ρ_v des geschlossenen Regelkreises wegen der ersten Bedingung in der linken Halbebene liegen. Enthält die Übertragungsfunktion des Reglers entsprechend der zweiten Bedingung Pole bei $\pm j\omega_K$, so folgt aus

$$A_0(s) = (s^2 + \omega_K^2)A'_0(s) \quad (4.5)$$

direkt

$$A_0(j\omega_K) = A_0(-j\omega_K) = 0 \quad (4.6)$$

und daher

$$c_{m+1} = [(s - j\omega_K)e(s)]_{s=j\omega_K} = c_o \frac{j\omega_K \cos \gamma + \omega_K \sin \gamma}{2j\omega_K} \cdot \frac{A_0(j\omega_K)}{A_0(j\omega_K) + B_0(j\omega_K)} = 0 \quad (4.7)$$

sowie

$$c_{m+2} = [(s + j\omega_K)e(s)]_{s=-j\omega_K} = c_o \frac{-j\omega_K \cos \gamma + \omega_K \sin \gamma}{-2j\omega_K} \cdot \frac{A_0(-j\omega_K)}{A_0(-j\omega_K) + B_0(-j\omega_K)} = 0. \quad (4.8)$$

Demnach verschwinden die letzten beiden Terme in Gleichung (4.4) und die Regeldifferenz konvergiert für beliebige c_o und γ gegen 0, wie auch für $w = 0$ die Regelgröße y . In Gleichung (4.4) ist zu erkennen, dass dabei die Pole von $G_0(s)$ Nullstellen der Störübertragungsfunktion sind, welche die Pole der exogenen Signale kompensieren.

Als Regler $G_R(s)$ kommen alle Übertragungsfunktionen in Betracht, welche Stabilität des geschlossenen Regelkreises sicherstellen und nach Gleichung (4.5) das Polpaar $\pm j\omega_K$ enthalten. Entsprechend MESSNER und BODSON (1995) bietet sich bei dem vorliegenden asymptotisch stabilen Prozess die Verwendung der hier kurz als *Kompensator* bezeichneten Übertragungsfunktion

$$G_H(s) = K_H \frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{s^2 + \omega_K^2} = G_K(s) \cos \varphi_H + G_S(s) \sin \varphi_H \quad (4.9)$$

mit Verstärkungsfaktor K_H und Phasenparameter φ_H für den Regler an. Sie ist in Analogie zu den Gleichungen (4.1) und (4.2) die Laplace-Transformierte des harmonischen Signals

$$g_H(t) = K_H (\cos \varphi_H \cos \omega_K t + \sin \varphi_H \sin \omega_K t) = K_H \cos(\omega_K t - \varphi_H) \quad (4.10)$$

und eine Überlagerung der Laplace-Transformierten einer Sinusschwingung

$$G_S(s) = K_H \frac{\omega_K}{s^2 + \omega_K^2} \quad (4.11)$$

und der Laplace-Transformierten einer Kosinusschwingung

$$G_K(s) = K_H \frac{s}{s^2 + \omega_K^2}. \quad (4.12)$$

Die von FUKUDA und TAKEHITO (1999) zur Kompensation verwendete Übertragungsfunktion $G_K(s)$ entspricht dabei dem Spezialfall $\varphi_H = 0^\circ$ und die Übertragungsfunktion $G_S(s)$ dem Spezialfall $\varphi_H = 90^\circ$.

Die Kompensation mehrerer Kreisfrequenzen ω_{Ki} kann durch Parallelschaltung mehrerer Kompensatoren $G_{Hi}(s)$ gemäß Abb. 4.2 erfolgen. Die Übertragungsfunktion des Reglers

$$G_R(s) = \sum_{i=1}^n G_{Hi}(s) = \sum_{i=1}^n K_{Hi} \frac{s \cos \varphi_{Hi} + \omega_{Ki} \sin \varphi_{Hi}}{s^2 + \omega_{Ki}^2} \quad (4.13)$$

enthält dann alle konjugiert komplexen Polpaare $\pm j\omega_{Ki}$, so dass Gleichung (4.5) für jede Kreisfrequenz ω_{Ki} erfüllt und bei stabilem geschlossenen Regelkreis asymptotische Kompensation aller ω_{Ki} sichergestellt ist.

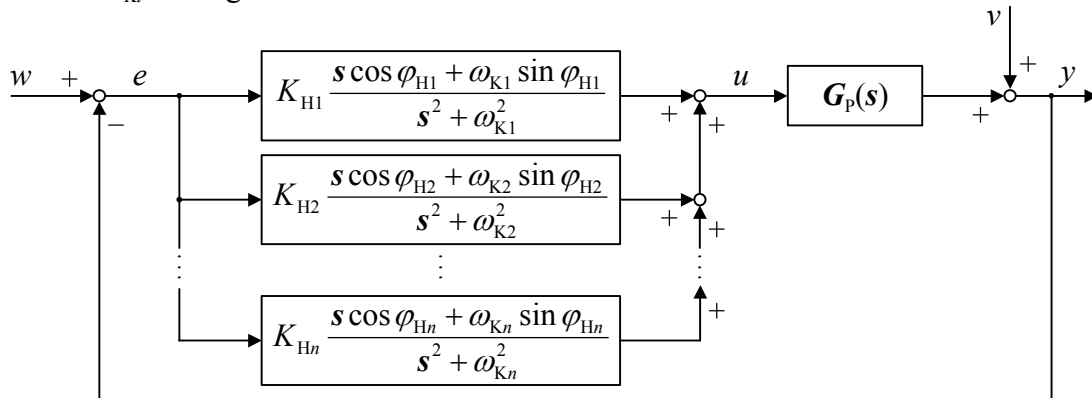


Abb. 4.2: Kompensation mehrerer Frequenzen

Aus Sicht der Kompensation $G_R(s)$ wurden Maschine und Winkelregelung zum Prozess $G_p(s)$ zusammengefasst. Entsprechend lassen sich aus Sicht des Kompensators $G_{Hv}(s)$ die übrigen Kompensatoren und der Prozess $G_p(s)$ zu einem modifizierten Prozess

$$G_{p_v}(s) = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s) \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq v}}^n G_{Hi}(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s) \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq v}}^n K_{Hi} \frac{s \cos \varphi_{Hi} + \omega_{Ki} \sin \varphi_{Hi}}{s^2 + \omega_{Ki}^2}} \quad (4.14)$$

zusammenfassen, welcher die resultierende Übertragungsfunktion vom Ausgang des Kompensators $G_{Hv}(s)$ bis zu seinem Eingang ohne Vorzeichenumkehr beschreibt. Die Übertragungsfunktion $G_{p_v}(s)$ konvergiert bei den Kompensationskreisfrequenzen $s = \pm j\omega_{Ki}$ für $i \neq v$ gegen 0 und stimmt sonst für kleine K_{Hi} näherungsweise mit $G_p(s)$ überein. Für kleine Verstärkungsfaktoren K_{Hi} lassen sich die Kompensatoren $G_{Hi}(s)$ daher unabhängig voneinander betrachten und parametrieren. Um Wechselwirkungen zu vermeiden, müssen nach Gleichung (4.14) die K_{Hi} um so kleiner sein, je dichter benachbarte Kompensationskreisfrequenzen ω_{Ki} beieinander liegen.

4.2 Konvergenz der Kompensation

Die beim Inneren-Modell-Prinzip vorausgesetzte Stabilität des geschlossenen Regelkreises ist gegeben, wenn dessen Pole alle in der linken s -Halbebene liegen. Mit Hilfe der Wurzelortskurve können für kleine Verstärkungsfaktoren K_H Aussagen zu Stabilität und Einschwingzeit abgeleitet werden. Mit dem Kompensator aus Gleichung (4.9) als Regler ist die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises

$$\mathbf{G}_0(s) = K_H \frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{s^2 + \omega_K^2} \mathbf{G}_p(s). \quad (4.15)$$

Bei asymptotisch stabilem Prozess hat $\mathbf{G}_0(s)$ ein konjugiert komplexes Polpaar $\pm j\omega_K$ und sonst nur Pole in der linken s -Halbebene. Die Wurzelortskurve gibt die Lage der Pole des geschlossenen Regelkreises bei Variation des Verstärkungsfaktors $K_H \geq 0$ an. Für $K_H = 0$ sind die Pole des geschlossenen Regelkreises gleich den Polen des offenen Regelkreises, für $K_H \rightarrow \infty$ gleich den Nullstellen des offenen Regelkreises. In Abb. 4.3 ist ein Ausschnitt einer exemplarischen Wurzelortskurve dargestellt, der beim Polpaar $\pm j\omega_K$ des offenen Regelkreises beginnt. Für Austrittswinkel φ der Wurzelortskurve aus dem Pol $+j\omega_K$ von

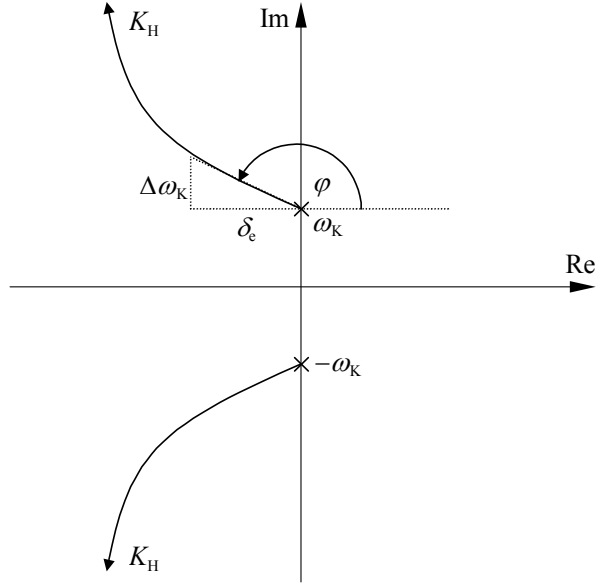


Abb. 4.3: Ausschnitt aus der Wurzelortskurve

$$90^\circ < \varphi + m \cdot 360^\circ < 270^\circ, \quad m \in \mathbb{Z} \quad (4.16)$$

liegen für kleine K_H alle Pole des geschlossenen Regelkreises in der linken s -Halbebene und asymptotische Stabilität ist gegeben. Aus der Phasenbedingung der Wurzelortskurve

$$\arg(\mathbf{G}_0(s)) = \arg\left(\frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{(s - j\omega_K)(s + j\omega_K)} \mathbf{G}_p(s)\right) = 180^\circ \quad (4.17)$$

lässt sich der Austrittswinkel

$$\begin{aligned} \varphi &= [\arg(s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H) - \arg(s + j\omega_K) + \arg(\mathbf{G}_p(s))]_{s=j\omega_K} + 180^\circ + m_1 \cdot 360^\circ \\ &= (90^\circ - \varphi_H) - 90^\circ + \varphi_p + 180^\circ + m_2 \cdot 360^\circ = \varphi_p - \varphi_H + 180^\circ + m_2 \cdot 360^\circ, \quad m_1, m_2 \in \mathbb{Z} \end{aligned} \quad (4.18)$$

berechnen, woraus mit Gleichung (4.16) als Bedingung für asymptotische Stabilität bei kleinen K_H folgt

$$\boxed{\varphi_p - 90^\circ < \varphi_H + m \cdot 360^\circ < \varphi_p + 90^\circ, \quad m \in \mathbb{Z}}. \quad (4.19)$$

Wird φ_H gleich der gemessenen Phasenverschiebung $\hat{\varphi}_p$ des Prozesses gewählt, so ist für kleine K_H demnach Stabilität auch bei um bis zu $\pm 90^\circ$ schwankender Phasenverschiebung φ_p des Prozesses gegeben.

Ist Bedingung (4.19) erfüllt, wird für kleine K_H das Einschwingverhalten vor allem durch das dominante Polpaar bestimmt, welches die beiden in Abb. 4.3 aus $\pm j\omega_K$ austretenden Äste der Wurzelortskurve repräsentieren.

Dieses Polpaar

$$s_{1,2} = -\delta_e \pm j\omega \quad (4.20)$$

legt die Abklingkonstante δ_e fest, welche den Verlauf der Hüllkurve

$$h(t) = h_0 \cdot e^{-\delta_e t} \quad (4.21)$$

einer abklingenden quasiharmonischen Schwingung mit Anfangswert h_0 bestimmt.

Aus δ_e kann direkt die Einschwingzeit

$$t_{0,05} = \frac{3}{\delta_e} \quad (4.22)$$

der Kompensation berechnet werden, nach der die Amplitude der Schwingung auf 5 % des Anfangswerts abgeklungen ist. Die Linearisierung des Wurzelortskurvenverlaufs um $+j\omega_K$, entsprechend Abb. 4.3, erlaubt eine Näherung für kleine K_H .

Aus den geometrischen Zusammenhängen der Abb. 4.3 folgt

$$s \approx -\delta_e + j(\omega_K + \Delta\omega_K) = -\delta_e + j(\omega_K + \delta_e \tan(180^\circ - \varphi)) = -\delta_e + j(\omega_K - \delta_e \tan \varphi). \quad (4.23)$$

Nähert man für kleine K_H den Betrag der Prozessübertragungsfunktion

$$|G_P(s)|_{s \approx j\omega_K} \approx |G_P(j\omega_K)| = K_P \quad (4.24)$$

durch das Amplitudenverhältnis K_P des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationskreisfrequenz ω_K , so folgt aus der Betragsbedingung der Wurzelortskurve für die Pole des geschlossenen Regelkreises

$$1 = |G_0(s)| = \left| K_H \frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{s^2 + \omega_K^2} \right| \cdot |G_P(s)| \approx K_H \cdot \left| \frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{s^2 + \omega_K^2} \right| \cdot K_P \quad (4.25)$$

sowie nach Umstellung und Einsetzen von s aus Gleichung (4.23)

$$K_H \approx \frac{1}{K_P} \left| \frac{(s - j\omega_K)(s + j\omega_K)}{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H} \right| = \frac{1}{K_P} \left| \frac{(-\delta_e + j(\omega_K - \delta_e \tan \varphi) - j\omega_K)(-\delta_e + j(\omega_K - \delta_e \tan \varphi) + j\omega_K)}{(-\delta_e + j(\omega_K - \delta_e \tan \varphi)) \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H} \right| \quad (4.26)$$

Betragsbildung und Einsetzen von φ aus Gleichung (4.18) ergeben

$$K_H \approx \frac{\delta_e}{K_P} \cdot \frac{\sqrt{1 + \tan^2(\varphi_P - \varphi_H)} \sqrt{\delta_e^2 + (2\omega_K - \delta_e \tan(\varphi_P - \varphi_H))^2}}{\sqrt{(\omega_K \sin \varphi_H - \delta_e \cos \varphi_H)^2 + (\omega_K - \delta_e \tan(\varphi_P - \varphi_H))^2 \cos^2 \varphi_H}}. \quad (4.27)$$

Trigonometrische sowie weitere Umformungen resultieren schließlich in der für kleine K_H , $\omega_K > 0$ und $\cos(\varphi_P - \varphi_H) > 0$ gültigen *Berechnungsgleichung des Verstärkungsfaktors*

$$K_H \approx \frac{2\delta_e}{K_P \cos(\varphi_P - \varphi_H)} \cdot \frac{\sqrt{1 - \frac{\delta_e}{\omega_K} \tan(\varphi_P - \varphi_H) + \frac{\delta_e^2}{\omega_K^2} \cdot \frac{1}{4\cos^2(\varphi_P - \varphi_H)}}}{\sqrt{1 - \frac{\delta_e}{\omega_K} 2\cos \varphi_H (\sin \varphi_H + \tan(\varphi_P - \varphi_H) \cos \varphi_H) + \frac{\delta_e^2}{\omega_K^2} \cdot \frac{\cos^2 \varphi_H}{\cos^2(\varphi_P - \varphi_H)}}} \quad (4.28)$$

als Funktion der Abklingkonstante δ_e . Für hinreichend kleine K_H ist auch das Verhältnis $\delta_e/(\omega_K \cos(\varphi_P - \varphi_H))$ klein und Gleichung (4.28) vereinfacht sich näherungsweise zum linearen Zusammenhang

$$K_H \approx \frac{2\delta_e}{K_p \cos(\varphi_p - \varphi_H)} = \frac{6}{K_p t_{0,05} \cos(\varphi_p - \varphi_H)}. \quad (4.29)$$

Für $\varphi_H = \varphi_p$ mit bei gegebenem K_H maximaler Stabilitätsreserve folgt aus den Gleichungen (4.28) und (4.29) die Beziehung

$$K_H \approx \frac{2\delta_e}{K_p} \cdot \frac{\sqrt{1 + \frac{\delta_e^2}{\omega_K^2} \frac{1}{4}}}{\sqrt{1 - \frac{\delta_e}{\omega_K} \sin 2\varphi_H + \frac{\delta_e^2}{\omega_K^2} \cos^2 \varphi_H}} \approx \frac{2\delta_e}{K_p} = \frac{6}{K_p t_{0,05}}. \quad (4.30)$$

Mit gemessenen Prozessparametern \hat{K}_p und $\hat{\varphi}_p$ sowie gewünschter Einschwingzeit $t_{0,05}$ ist für kleine K_H eine geeignete Parametrierung des Kompensators daher

$$\varphi_H = \hat{\varphi}_p \quad (4.31)$$

und

$$K_H = \frac{6}{\hat{K}_p t_{0,05}}. \quad (4.32)$$

Weichen allerdings die Prozessparameter K_p und φ_p von den gemessenen Werten ab, resultiert nach Gleichung (4.29) auch ein Unterschied zwischen tatsächlicher und gewünschter Einschwingzeit $t_{0,05}$.

Die Herleitung der Konvergenzeigenschaften in Abhängigkeit der Prozessparameter K_p und φ_p erfolgte mit Hilfe der Wurzelortskurve für kleine K_H . Dabei sind nur die Anfangsverläufe der von den Polen des offenen Regelkreises ausgehenden Wurzelortskurvenäste relevant. Die von den Polen des asymptotisch stabilen Prozesses ausgehenden Äste beginnen und verlaufen für kleine K_H stets in der linken s -Halbebene, so dass ihre Berücksichtigung in Abb. 4.3 nicht notwendig ist. Bei erfüllter Bedingung (4.19) verlaufen für kleine K_H auch die beiden von den grenzstabilen Polen $\pm j\omega_K$ des Kompensators ausgehenden Äste in der linken s -Halbebene.

Für große K_H hängt die Stabilität dagegen vom weiteren Verlauf aller Wurzelortskurvenäste ab und damit auch von den Polen und Nullstellen der Prozessübertragungsfunktion $\mathbf{G}_p(s)$. Das Fehlen eines Stabilitätskriteriums auf Basis der Prozessparameter K_p und φ_p erschwert Analyse und Parametrierung der Kompensation für große K_H .

Eine Grenze, bis zu der K_H klein im Sinne des Stabilitätskriteriums (4.19) ist, lässt sich nicht allgemein angeben, da sie von der Prozessübertragungsfunktion $\mathbf{G}_p(s)$ abhängt. Hat der Prozess zumindest eine Nullstelle in der rechten s -Halbebene oder ist die Zahl der Pole des offenen Regelkreises um mindestens drei größer als die der Nullstellen, wird der geschlossene Regelkreis für große K_H stets instabil, da dann zumindest ein Ast der Wurzelortskurve in die rechte s -Halbebene ragt. Auch für φ_H im Bereich

$$-90^\circ < \varphi_H + m \cdot 180^\circ < 0^\circ, \quad m \in \mathbb{Z} \quad (4.33)$$

ist dies der Fall, da der Kompensator eine Nullstelle in der rechten s -Halbebene aufweist.

Zur Abschätzung des Einschwingverhaltens wurde der betrachtete Wurzelortskurvenast in Gleichung (4.23) durch eine Gerade angenähert. Die Krümmung des Wurzelortskurvenastes beeinträchtigt jedoch mit zunehmendem K_H die Qualität dieser Näherung, so dass der Begriff „klein“ hierbei noch restriktiver auszulegen ist als beim Stabilitätskriterium (4.19), vor allem, wenn dieser Ast die Stabilitätsgrenze für zunehmendes K_H bestimmt.

Als Indiz für die Qualität der Näherung kann der Faktor

$$\delta_0 = \frac{K_H K_P}{2} \quad (4.34)$$

dienen, welcher etwa dem Abstand des genäherten Pols vom Reglerpol $j\omega_K$ in Abb. 4.3 entspricht.

4.3 Realisierungsaspekte

Bei den Versuchen mit SKIM wurde der Differenzwinkel $\varphi_{Z3} - \varphi_{Z4}$ zwischen den getrennten Zylindern an Stelle des Differenzwegs d als Regelgröße y verwendet. Durch diese Skalierung von y im Bogenmaß statt in Mikrometern sind die auftretenden Zahlenwerte des Verstärkungsfaktors K_H größer und besser handhabbar. Allerdings ist die damit verbundene Multiplikation des Prozessfrequenzgangs mit dem Faktor $1/R = 1/135\,000\,\mu\text{m}^{-1}$ in den Diagrammen des Kapitels 5 zu berücksichtigen.

Bei kleinen K_H ist die Wahl $\varphi_H = \varphi_P$ optimal, sowohl nach Bedingung (4.19) hinsichtlich des Abstands von der Stabilitätsgrenze als auch nach Gleichung (4.29) für ein schnelles Einschwingen. Da im Unterschied zur DSK die Identifikation der Prozessparameter K_P und φ_P kein integraler Bestandteil des Kompensationsverfahrens ist, verursacht sie zusätzlichen Aufwand und kommt aus praktischen Erwägungen vor allem in Form eines entsprechend den Diagrammen in Kapitel 5 einmalig aufgezeichneten und gespeicherten Frequenzgangs in Betracht. Durch die in Kapitel 5 nachgewiesenen Parameterschwankungen resultieren dann jedoch Abweichungen zwischen gemessener Phasenverschiebung $\hat{\varphi}_P$ und aktueller Phasenverschiebung φ_P , die trotz des Parametrierungsaufwands zu suboptimaler Parametrierung $\varphi_H = \hat{\varphi}_P \neq \varphi_P$ führen. Auch ist dann in Versuchen nach jeder den Phasengang des Prozesses verändernden Parametervariation eine neue Frequenzgang-Messung erforderlich.

Als alternative Realisierungsmöglichkeit mit erheblich geringerem Parametrierungsaufwand wurde für die Versuche daher die Einteilung der Kompensationsfrequenzen in Bereiche fester φ_H präferiert, in denen auch bei den auftretenden Schwankungen der Prozessparameter die Konvergenzbedingung (4.19) eingehalten wird. Für die vorkommenden Kompensationskreisfrequenzen zwischen $2,6\,\text{s}^{-1}$ und $327\,\text{s}^{-1}$ reichte dabei eine Einteilung in zwei Bereiche aus. Deren Grenze wurde aus dem Phasengang des Referenzprozesses in Abb. 5.1 zu $\omega_K^G = 104\,\text{s}^{-1}$ bestimmt, da dort die gemessene Phasenverschiebung $\hat{\varphi}_P$ etwa -45° beträgt und erst danach -90° unterschreitet. Die Parametrierung von φ_H erfolgte dann nach der Regel

$$\varphi_H = \begin{cases} 0^\circ & \omega_K \leq \omega_K^G \\ -90^\circ & \omega_K > \omega_K^G \end{cases} \quad \text{für} \quad (4.35)$$

Eine solche Wahl des Phasenparameters φ_H nur als ganzzahliges Vielfaches von 90° bedeutet eine Beschränkung auf die Verwendung der Übertragungsfunktionen $G_K(s)$ und $G_S(s)$. Dadurch wird der in Gleichung (4.33) angegebene Bereich mit einer Nullstelle des Reglers in der rechten s -Halbebene vermieden.

Bei der Implementierung des Kompensationsverfahrens auf dem Versuchsrechner wurde als z -Übertragungsfunktion des Kompensators für $\varphi_H = 0^\circ$ die z -Transformierte

$$G_K(z) = K'_H \frac{1 - z^{-1} \cos \omega_K T_0}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_K T_0 + z^{-2}} = K_H T_0 \frac{1 - z^{-1} \cos \omega_K T_0}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_K T_0 + z^{-2}} \quad (4.36)$$

einer Kosinusschwingung gewählt (ISERMANN, 1988a).

Damit lässt sich die Ausgangsgröße $u(k)$ des Kompensators zu jedem Abtastzeitpunkt kT_0 rekursiv aus vorhergehenden Ausgangsgrößen $u(k-1)$ und $u(k-2)$ sowie aktueller und vorhergehender Eingangsgröße $e(k)$ und $e(k-1)$ berechnen nach der einfachen Gleichung

$$u(k) = K'_H(e(k) + b_1 e(k-1)) - 2b_1 u(k-1) - u(k-2) \quad (4.37)$$

mit dem Parameter

$$b_1 = -\cos(\omega_K T_0) = -\cos(2\pi f_0 T_0). \quad (4.38)$$

Die Berechnung von b_1 ist nur einmal je Kompensationsordnung r und Druckfrequenz f_0 erforderlich. Die SKIM ermöglicht demnach asymptotisch vollständige Kompensation harmonischer Störungen ohne die aufwendige Berechnung trigonometrischer Funktionen zur Laufzeit und ist deshalb auch mit einfachen Regelungsrechnern einsetzbar.

Für kleine Abtastzeiten T_0 entspricht $\mathbf{G}_K(z)$ der mit Übertragungsfunktion $\mathbf{G}_K(s)$ in Gleichung (4.12) korrespondierenden z -Übertragungsfunktion mit Halteglied

$$\mathbf{H}\mathbf{G}_K(z) = K_H \frac{\sin \omega_K T_0}{\omega_K} \cdot \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_K T_0 + z^{-2}}, \quad (4.39)$$

wie der Grenzübergang

$$\lim_{T_0 \rightarrow 0} \frac{\mathbf{G}_K(z)}{\mathbf{H}\mathbf{G}_K(z)} = \lim_{T_0 \rightarrow 0} \frac{K_H T_0 (1 - z^{-1} \cos \omega_K T_0)}{K_H \frac{\sin \omega_K T_0}{\omega_K} (z^{-1} - z^{-2})} = \lim_{T_0 \rightarrow 0} \frac{K_H T_0 (1 - z^{-1})}{K_H T_0 (1 - z^{-1}) z^{-1}} = \lim_{T_0 \rightarrow 0} z = \lim_{T_0 \rightarrow 0} e^{T_0 s} = 1 \quad (4.40)$$

zeigt. Bei den im Versuch verwendeten Abtastzeiten von etwa 1 ms ist der Unterschied vernachlässigbar.

Die Übertragungsfunktion $\mathbf{G}_S(s)$ aus Gleichung (4.11) und die korrespondierende z -Übertragungsfunktion mit Halteglied

$$\mathbf{H}\mathbf{G}_S(z) = K_H \frac{1 - \cos \omega_K T_0}{\omega_K} \cdot \frac{z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_K T_0 + z^{-2}} \quad (4.41)$$

haben die statische Verstärkung

$$\lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{G}_S(s) = \lim_{z \rightarrow 1} \mathbf{H}\mathbf{G}_S(z) = \frac{K_H}{\omega_K}. \quad (4.42)$$

Bei Einsatz dieser Übertragungsfunktionen als Regler ändern sie deshalb die Kreisverstärkung, d.h. die Verstärkung des offenen Regelkreises für $\omega \rightarrow 0$, und führen zu Rückwirkungen auf die aus Sicht der Kompensation als Bestandteil des Prozesses modellierte Winkelregelung der Maschine. Durch Subtraktion der statischen Verstärkung von $\mathbf{H}\mathbf{G}_S(z)$ erhält man die z -Transformierte einer Sinusschwingung mit Halteglied ohne statische Verstärkung

$$\mathbf{H}\mathbf{G}_{S_0}(z) = \mathbf{H}\mathbf{G}_S(z) - \frac{K_H}{\omega_K} = -\frac{K_H}{\omega_K} \cdot \frac{1 - z^{-1} (1 + \cos \omega_K T_0) + z^{-2} \cos \omega_K T_0}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_K T_0 + z^{-2}}, \quad (4.43)$$

welche aufgrund des unveränderten Verhaltens an der Kompensationsfrequenz

$$\lim_{z \rightarrow e^{j\omega_K T_0}} \frac{\mathbf{H}\mathbf{G}_K(z)}{\mathbf{H}\mathbf{G}_{S_0}(z)} = \lim_{z \rightarrow e^{j\omega_K T_0}} \frac{\mathbf{H}\mathbf{G}_K(z)}{\mathbf{H}\mathbf{G}_S(z)} = \lim_{s \rightarrow j\omega_K} \frac{\mathbf{G}_K(s)}{\mathbf{G}_S(s)} = j \quad \text{für} \quad \omega_K \neq \frac{2\pi}{T_0} \quad (4.44)$$

ohne relevante Änderung der Kompensationseigenschaften diesen Nachteil vermeidet.

Für kleine K_H bestimmt der Differenzbetrag $|\varphi_p - \varphi_H|$ die Stabilität und zusammen mit K_H und K_p auch die Einschwingzeit. Statt durch Wahl des Kompensatorparameters φ_H lässt sich die Konvergenz daher ebenso durch Anpassung der Phasenverschiebung φ_p des Prozesses mit Hilfe eines die Phase an der Kompensationsfrequenz verschiebenden Vorfilters $\mathbf{G}_V(z)$ gestalten.

Die einheitliche Verwendung der z -Übertragungsfunktion $\mathbf{G}_K(z)$ aus Gleichung (4.36) zur Kompensation in Verbindung mit dem, eine Phasenverschiebung von ca. $+90^\circ$ erzeugenden, differenzierenden Vorfilter

$$\mathbf{G}_V(z) = \frac{1 - z^{-1}}{T_0} \quad (4.45)$$

im oberen Bereich der Kompensationsfrequenzen, erlaubte für die Versuche eine Vereinfachung der Verfahrensimplementierung. Dieses Vorfilter entspricht der Verwendung der Differenzwinkelgeschwindigkeit statt dem Differenzwinkel als Regelgröße. Die Reihenschaltung

$$\mathbf{G}_V(z)\mathbf{G}_K(z) = K_H \frac{1 - z^{-1}(1 + \cos \omega_K T_0) + z^{-2} \cos \omega_K T_0}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_K T_0 + z^{-2}} = -\omega_K \mathbf{H}\mathbf{G}_{S_0}(z) \quad (4.46)$$

von Filter $\mathbf{G}_V(z)$ und Übertragungsfunktion $\mathbf{G}_K(z)$ stimmt bis auf den Faktor $-\omega_K$ mit der z -Übertragungsfunktion $\mathbf{H}\mathbf{G}_{S_0}(z)$ aus Gleichung (4.43) überein. Demnach beschreibt Gleichung (4.35) trotz der implementierungstechnischen Optimierung den tatsächlich realisierten Zusammenhang zwischen ω_K und dem Phasenparameter φ_H eines Kompensators als Regler gemäß Abb. 4.1.

Um ähnliche Einschwingzeiten bei mehreren kompensierten Kreisfrequenzen ω_{K_i} zu erhalten, sind nach Gleichung (4.29) für kleine K_{H_i} diese Verstärkungsfaktoren als Funktion der Prozessparameter K_{p_i} und φ_{p_i} festzulegen.

Analog zum Phasenparameter φ_H in Gleichung (4.35) lässt sich der Parametrierungsaufwand jedoch durch Verwendung eines in Bereichen der Kompensationskreisfrequenz konstanten Verstärkungsfaktors K_H reduzieren. Die Gesamteinschwingzeit der Kompensation mehrerer Kreisfrequenzen ω_{K_i} ist dann höchstens so lang, wie die längste bei Kompensation der einzelnen ω_{K_i} auftretende Einschwingzeit.

Für die Versuche wurde der Verstärkungsfaktor K_H in Abhängigkeit der Kompensationskreisfrequenz ω_K und der beiden Parameter K_φ und K_ω festgelegt zu

$$K_H = \begin{cases} K_\varphi & \omega_K \leq \omega_K^G \\ K_\omega & \omega_K > \omega_K^G \end{cases} \quad \text{für} \quad (4.47)$$

Bei Verwendung des Differenzwinkels als Regelgröße galt somit einheitlich $K_H = K_\varphi$ und bei Verwendung der Differenzwinkelgeschwindigkeit $K_H = K_\omega$. Zahlenwerte von K_ω sind im Folgenden stets ohne Einheit angegeben und solche von K_φ in der Einheit $[s^{-1}]$, wobei zur Vereinfachung auf deren explizite Angabe verzichtet wurde.

Nach Gleichung (4.46) ist der Verstärkungsfaktor der Reihenschaltung $\mathbf{G}_V(z)\mathbf{G}_K(z)$ um den Faktor ω_K größer als der von $\mathbf{H}\mathbf{G}_{S_0}(z)$. Die gewählte Realisierung wirkt daher dem gemäß Abb. 5.1 auftretenden Abfall des Amplitudengangs bei hohen Frequenzen entgegen und reduziert den Unterschied zwischen den Einschwingzeiten unterschiedlicher Kompensationsfrequenzen.

4.4 Wahl des Verstärkungsfaktors

Kleine Verstärkungsfaktoren K_H vereinfachen die Parametrierung der Kompensation aufgrund der hier noch einmal zusammengefassten Punkte:

- Kleine K_H ermöglichen die unabhängige Parametrierung mehrerer parallelgeschalteter Kompensatoren $G_{Hi}(s)$. Um Wechselwirkungen zu vermeiden, müssen nach Gleichung (4.14) die K_{Hi} um so kleiner sein, je dichter benachbarte Kompensationskreisfrequenzen ω_{Ki} beieinander liegen.
- Bei kleinen K_H liegt das dominante Polpaar in der Nähe der Reglerpole $\pm j\omega_K$, so dass zur Konvergenzanalyse mit der Wurzelortskurve die Kenntnis von K_p und φ_p ausreicht und eine Übertragungsfunktion $G_p(s)$ des Prozesses nicht benötigt wird.
- Für kleine K_H entscheidet nach dem einfachen Konvergenzkriterium (4.19) nur die Differenz $\varphi_p - \varphi_H$ über die Stabilität der Kompensation, und die Wahl $\varphi_H = \varphi_p$ ist in Bezug auf Einschwingzeit und Abstand von der Stabilitätsgrenze optimal.
- Kleine K_H erlauben gemäß Gleichung (4.28) die Parametrierung des Verstärkungsfaktors K_H als Funktion der gewünschten Abklingkonstante δ_e . Bei geeignet gewähltem Phasenparameter φ_H ist K_H nach Gleichung (4.29) näherungsweise proportional zu δ_e .

Aus praktischen Erwägungen ist daher eine Beschränkung auf kleine K_H vorteilhaft. Weitere Aussagen lassen sich aus dem Frequenzgang des Kompensators ableiten. Der Kompensator ist als Filter interpretierbar, dessen Amplitudenverhältnis

$$|G_H(j\omega)| = K_H \frac{\sqrt{\omega^2 \cos^2 \varphi_H + \omega_K^2 \sin^2 \varphi_H}}{|\omega^2 - \omega_K^2|} \quad (4.48)$$

unendlich hoch an der Kreisfrequenz ω_K ist und mit zunehmendem Abstand von dieser sinkt. Da das Amplitudenverhältnis proportional zu K_H ist, steigt die Bandbreite des Filters mit K_H und ist bei hinreichend kleinem K_H so schmal, dass dessen Ausgangssignal eine näherungsweise harmonische Schwingung der Kompensationsfrequenz ist. Die Wirkung der SKIM entspricht dann der DSK. Im eingeschwungenen Zustand wird die Kompensationsfrequenz vollständig kompensiert und andere Frequenzen bleiben nahezu unbeeinflusst. Auch die Betrachtung des Konvergenzverhaltens lässt sich dann auf den durch K_p und φ_p beschriebenen Punkt $G_p(j\omega_K)$ des Prozessfrequenzgangs reduzieren, wie bereits durch die Wurzelortskurve motiviert.

Bei großem Verstärkungsfaktor K_H ist dagegen die Bandbreite des Filters größer. Statt sich gemäß Bedingung (4.19) nur auf die Differenz zwischen Phasenparameter φ_H und Phasenverschiebung φ_p des Prozesses an ω_K zu beschränken, muss eine Stabilitätsbetrachtung dann auch Kreisfrequenzen mit nicht mehr vernachlässigbarem Amplitudenverhältnis in der Nähe von ω_K einschließen. Große Verstärkungsfaktoren K_H erhöhen jedoch nicht nur die Gefahr von Instabilität. Durch einen ungünstigen Einfluss der Kompensatorübertragungsfunktionen auf das Störunterdrückungsverhalten der Maschinenregelung können sie auch die Kompensationsergebnisse beeinträchtigen. Bei großem K_H enthält zudem das Ausgangssignal des Filters neben ω_K noch bedeutende Anteile weiterer Kreisfrequenzen, insbesondere die der in seinem Eingangssignal dominierenden ganzen Ordnungen. Entgegen den Anforderungen an die Kompensation aus Abschnitt 1.5 sind diese folglich in der Stellgröße enthalten und werden in der Regelgröße beeinflusst.

Abb. 4.4 zeigt die Wirkung einer Erhöhung des Verstärkungsfaktors K_H aller 18 Kompensationsordnungen aus Tabelle 6.1 um den Faktor 25 auf das stationäre Ordnungsspektrum des

Differenzwegs d . Das unruhigere Ordnungsspektrum rechts geht auch mit einer Erhöhung der Standardabweichung des Zylinderpassers von $\sigma = 2,54$ auf $\sigma = 3,26$ einher.

Die hier gewählte Geschwindigkeit 5 000 D/h eignet sich besonders gut zur Darstellung der Problematik, da bei dieser geringen Druckgeschwindigkeit die Frequenzdifferenz benachbarter angeregter Ordnungen ebenfalls gering ist. Damit sind noch kleinere Werte von K_H erforderlich als bei höheren Druckgeschwindigkeiten, um Nachbarordnungen im Ausgangssignal des Kompensators zu unterdrücken.

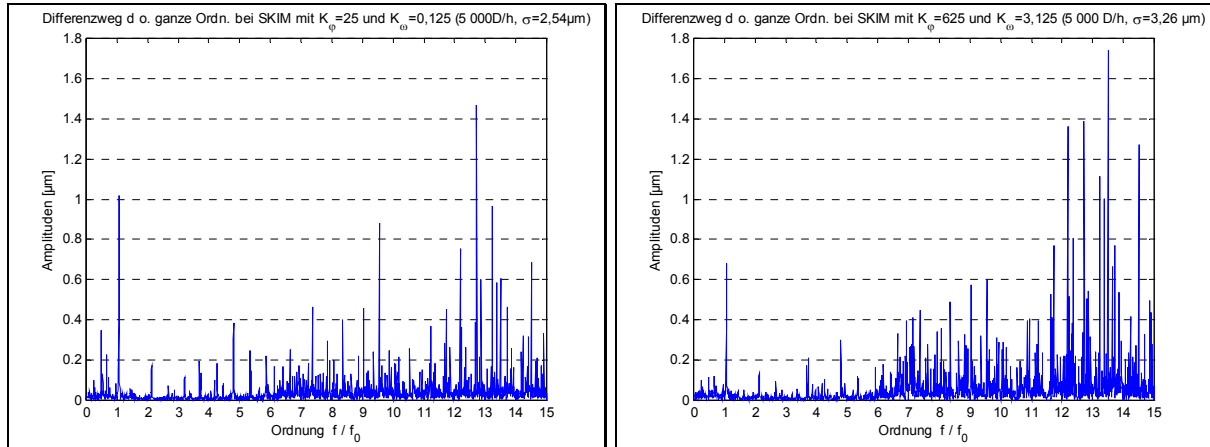


Abb. 4.4: Einfluss des Verstärkungsfaktors der SKIM auf den Differenzweg d

Um die besten stationären Kompensationsergebnisse, eine Wirkungsbeschränkung auf die Kompensationsfrequenzen sowie eine einfachere Parametrierbarkeit und größere Robustheit der Kompensation zu erreichen, ist demnach eine hinreichend kleine Wahl des Verstärkungsfaktors K_H notwendig. Aufgrund der geringen Bandbreite des Filters kann die nach Gleichung (4.29) zu K_H näherungsweise umgekehrt proportionale Einschwingzeit durch eine solche Wahl von K_H allerdings sehr lang werden. Während etwa in Abb. 4.5 die Einschwingzeit $t_{0,05}$ für Ordnung 0,5 bei $K_H = K_\phi = 625$ nur 7,3 s beträgt, ist diese bei $K_\phi = 25$ bereits 183 s lang. Diese Werte liefert Gleichung (4.29) mit den aus Abb. 5.5 für $f_k = 0,7$ Hz abgelesenen Parametern $K_p = 178,6 \mu\text{m}$ und $\varphi_p = 7,3^\circ$.

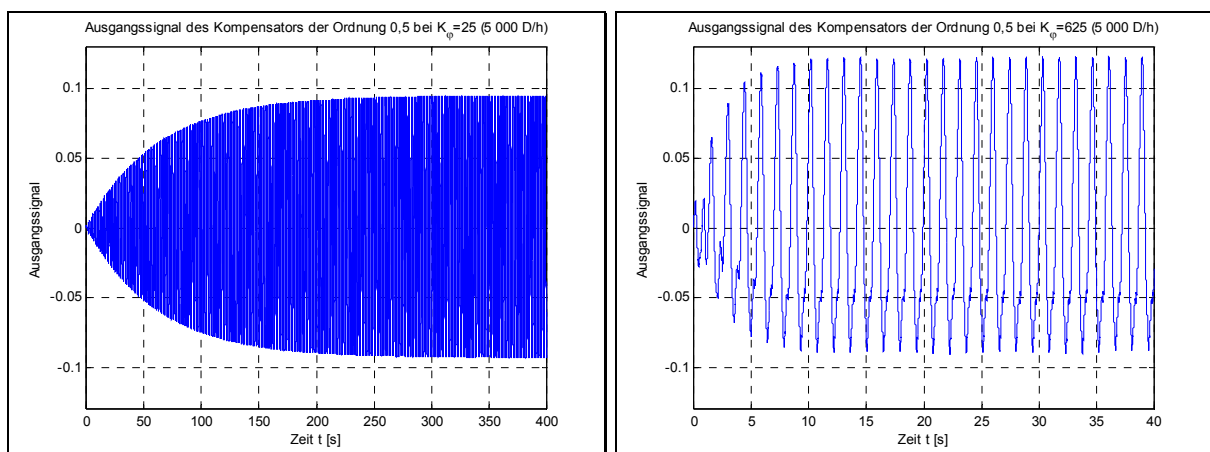


Abb. 4.5: Einfluss des Verstärkungsfaktors der SKIM auf den Einschwingvorgang der Kompensation

Mit der für die stationäre Genauigkeit besseren Wahl $K_\phi = 25$ werden zwar die meisten der in Abschnitt 1.5 genannten Anforderungen an die Kompensation erfüllt, die lange Einschwingzeit $t_{0,05}$ von 183 s läuft allerdings der Forderung nach möglichst schnellem Einschwingen zuwider. Durch geeignete Maßnahmen lässt sich der Einschwingvorgang jedoch auch in diesem Fall erheblich beschleunigen.

4.5 Vermeidung des Einschwingvorgangs

Bei ausreichend kleinem Verstärkungsfaktor K_H ist die Prozesseinschwingzeit gegenüber der Einschwingzeit $t_{0,05}$ der Kompensation vernachlässigbar. Werden die Anfangsbedingungen der Zustände des Kompensators geeignet gewählt, so kann dann auch der Einschwingvorgang der Kompensation vernachlässigt werden.

Nach Abschnitt 4.4 ist das Ausgangssignal des Kompensators für hinreichend kleines K_H annähernd eine Schwingung der Kompensationsordnung. Sind Amplitude und der auf den Referenzwinkel φ_r bezogene Nullphasenwinkel der Störung konstant, gilt dies bei vollständig kompensierter Störung ebenso für die Schwingungsparameter des Kompensator-Ausgangssignals $u(k)$ und der beiden internen Zustände $u(k-1)$ und $u(k-2)$. Diese $u(k-l)$ sind nahezu periodische Funktionen des Referenzwinkels mit jeweils ähnlichen Funktionswerten

$$u(k-l)\big|_{\varphi_r=\varphi_{r0}+2\pi n} \approx u(k-l)\big|_{\varphi_r=\varphi_{r0}}, \quad n \in \mathbb{Z}, \quad l \in \{0, 1, 2\} \quad (4.49)$$

bei den Referenzwinkelwerten $\varphi_{r0} + 2\pi n$. Im eingeschwungenen Zustand lassen sich die Werte

$$u_{z0} = u(k), \quad u_{z1} = u(k-1), \quad u_{z2} = u(k-2) \quad (4.50)$$

dieser drei Größen bei einem Referenzwinkelwert φ_{r0} speichern und nach einer Druckunterbrechung zu einem Referenzwinkelwert $\varphi_{r0} + 2\pi n$ wieder laden. Die internen Zustände aus der Berechnungsgleichung (4.37) können dabei so gesetzt werden, dass gilt

$$e(k-1) = \frac{u_{z0} + 2b_1 u_{z1} + u_{z2} - K'_H e(k)}{K'_H b_1}, \quad u(k-1) = u_{z1}, \quad u(k-2) = u_{z2}, \quad (4.51)$$

woraus mit Gleichung (4.37) auch $u(k) = u_{z0}$ folgt.

Sind im Ausgangssignal des Kompensators noch andere Ordnungen als die Kompensationsordnung oder deren Oberschwingungen enthalten, ist dieses keine periodische Funktion des Referenzwinkels mit Periode 2π mehr, so dass bei der beschriebenen referenzwinkelbezogenen Zustandsspeicherung und -wiederherstellung Fehler entstehen.

Der von den ganzen Ordnungen verursachte Fehler kann durch deren Reduktion im Eingangssignal der Kompensatoren mit periodischer Subtraktion gemäß Abschnitt 3.3.5 reduziert und die Zustandswiederherstellung bei unverändertem K_H verbessert werden, wie der Vergleich von Abb. 4.11 und Abb. 4.12 demonstriert.

Falls sich die Störungsparameter zwischenzeitlich nicht wesentlich geändert haben, erlaubt das beschriebene Verfahren bei allen Kompensationsordnungen die nahezu vollständige Wiederherstellung des eingeschwungenen Zustands, sobald der Referenzwinkelwert der Zustandsspeicherung erreicht wurde. Dies erfordert maximal zwei Umdrehungen bei Ordnung 0,5 und lässt sich durch Speicherung der Zustände zu mehreren Referenzwinkelwerten noch verkürzen.

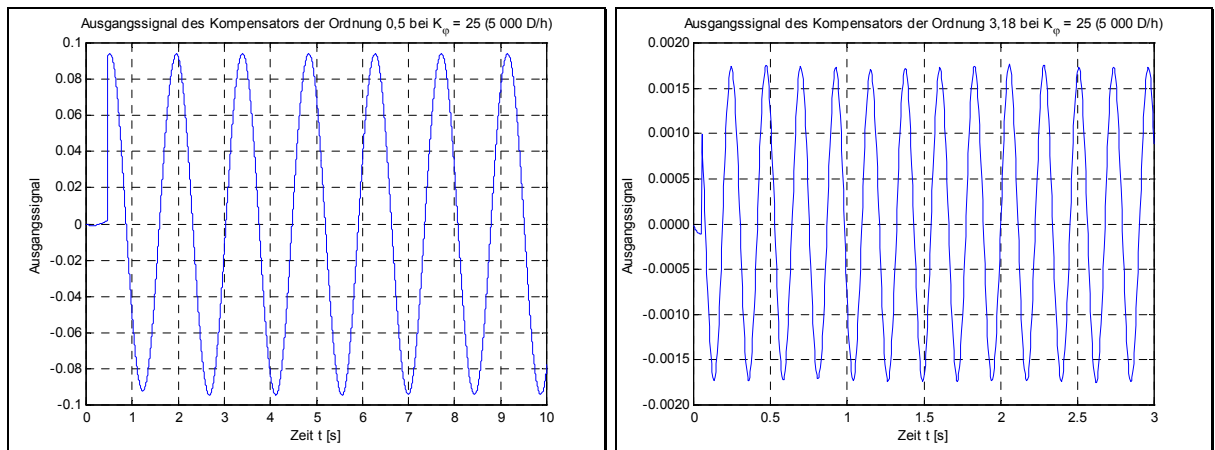


Abb. 4.6: Einschwingvorgänge der SKIM bei Zustandswiederherstellung

Der mit $K_\varphi = 25$ gemäß Abb. 4.5 mehr als drei Minuten dauernde Einschwingvorgang der Ordnung 0,5 ist bei Zustandswiederherstellung in Abb. 4.6 bereits nach weniger als einer Sekunde abgeschlossen, der von Ordnung 3,18 sogar in weniger als einer drittel Umdrehung. Die ganzen Ordnungen wurden dabei jeweils durch periodische Subtraktion im Eingangssignal der Kompensatoren reduziert.

4.6 Beschleunigung des Einschwingvorgangs

Beim erstmaligen Kompensationseinschwingen liegen noch keine gespeicherten Zustände vor. Der Einschwingvorgang lässt sich dann nicht nach Abschnitt 4.5 vermeiden, jedoch gegenüber Abb. 4.5 wesentlich beschleunigen.

Bei vollständiger Kompensation ist die komplexe Amplitude der Kompensationsordnung im Ausgangssignal des Kompensators, unabhängig von dessen Verstärkungsfaktor, eindeutig bestimmt. Geeignete Anfangsbedingungen lassen sich deshalb auch aus den eingeschwungenen Zuständen des Kompensators bei größeren Verstärkungsfaktoren gewinnen.

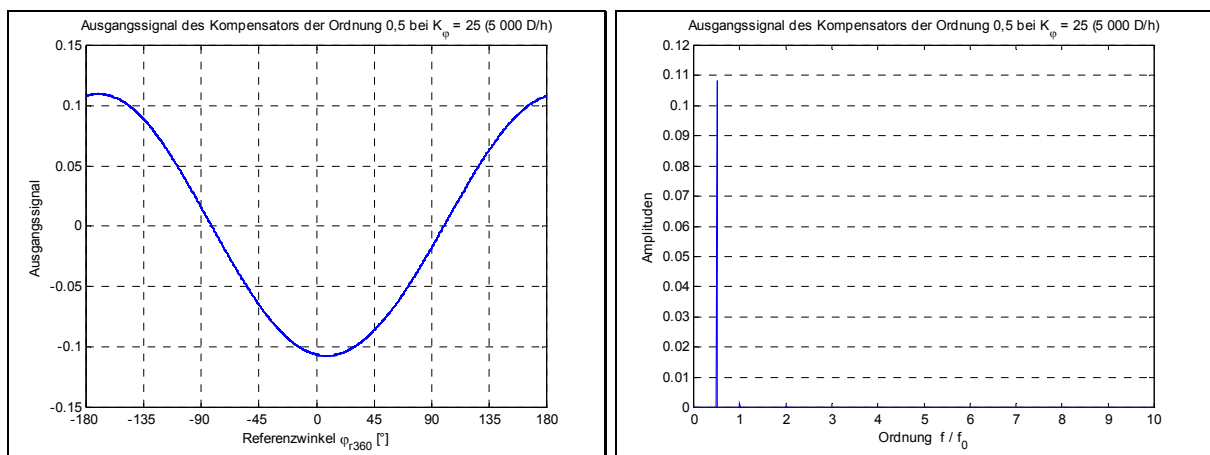


Abb. 4.7: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 25$

Zur Verdeutlichung ist in Abb. 4.7 das Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 im eingeschwungenen Zustand bei $K_\varphi = 25$ in einem Messintervall von 100 Umdrehungen über den gemäß

$$\varphi_{r360} = \text{mod}(\varphi_r + 180^\circ, -360^\circ) + 180^\circ \quad (4.52)$$

in das Winkelintervall $(-180^\circ, +180^\circ]$ abgebildeten Referenzwinkel aufgetragen. Das Ausgangssignal entspricht in guter Näherung einer harmonischen Schwingung der Kompensationsordnung, bestätigt auch durch das ebenfalls dargestellte Ordnungsspektrum.

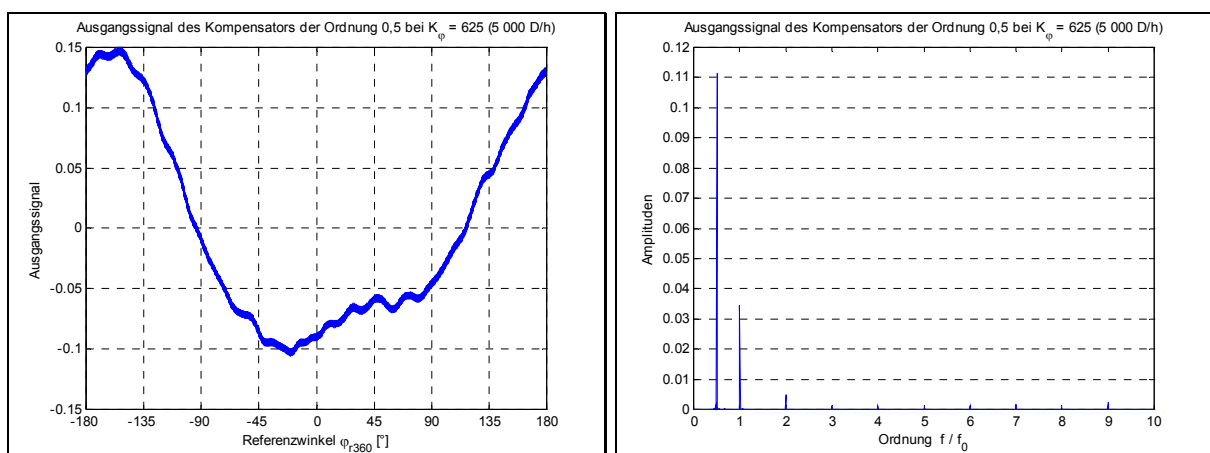


Abb. 4.8: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 625$

Nach Abb. 4.5 beträgt die Einschwingzeit $t_{0,05}$ der Kompensation mit diesem Verstärkungsfaktor mehr als drei Minuten.

In Abb. 4.8 ist das gleiche Ausgangssignal für $K_\varphi = 625$ dargestellt. Nach Abschnitt 4.4 beträgt die Einschwingzeit $t_{0,05}$ hier nur 7,3 s. Aufgrund der größeren Bandbreite sind jedoch noch andere Ordnungen, besonders die Oberschwingungen der Kompensationsordnung darstellenden ganzen Ordnungen enthalten, welche zu Abweichungen zwischen den referenzwinkelbezogenen Zuständen bei beiden Verstärkungsfaktoren führen.

Durch periodische Subtraktion gemäß Abschnitt 3.3.5 lassen sich die ganzen Ordnungen im Eingangssignal der Kompensatoren reduzieren. Damit kann das Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 625$ an das bei $K_\varphi = 25$ angeglichen werden, wie Abb. 4.9 zeigt. Im Ordnungsspektrum sind dann allerdings gegenüber $K_\varphi = 25$ in Abb. 4.7 auch geringe zu einer Verbreiterung der Kurvenschar führende Ordnungsanteile mit Amplituden bis zu 0,002 enthalten.

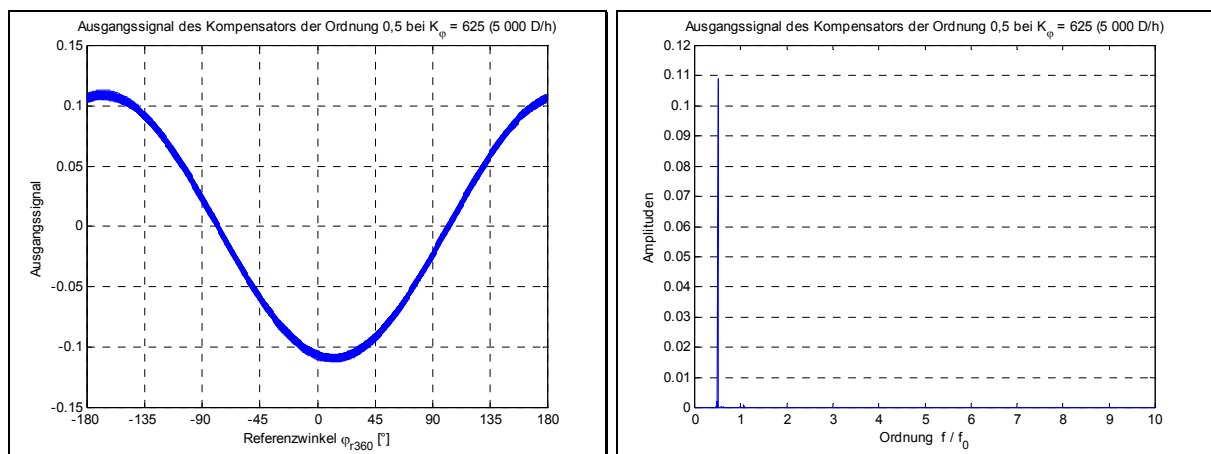


Abb. 4.9: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 0,5 bei $K_\varphi = 625$ und periodischer Subtraktion

Für Ordnung 0,5 lässt sich somit das kurze Einschwingen bei größerem K_φ einfach mit der hohen stationären Genauigkeit bei kleinerem K_φ kombinieren. Das Einschwingen der Kompensation von Ordnung 0,5 mit anfangs $K_\varphi = 625$ und nach 10 s Wechsel zu $K_\varphi = 25$ ist in Abb. 4.10 dargestellt.

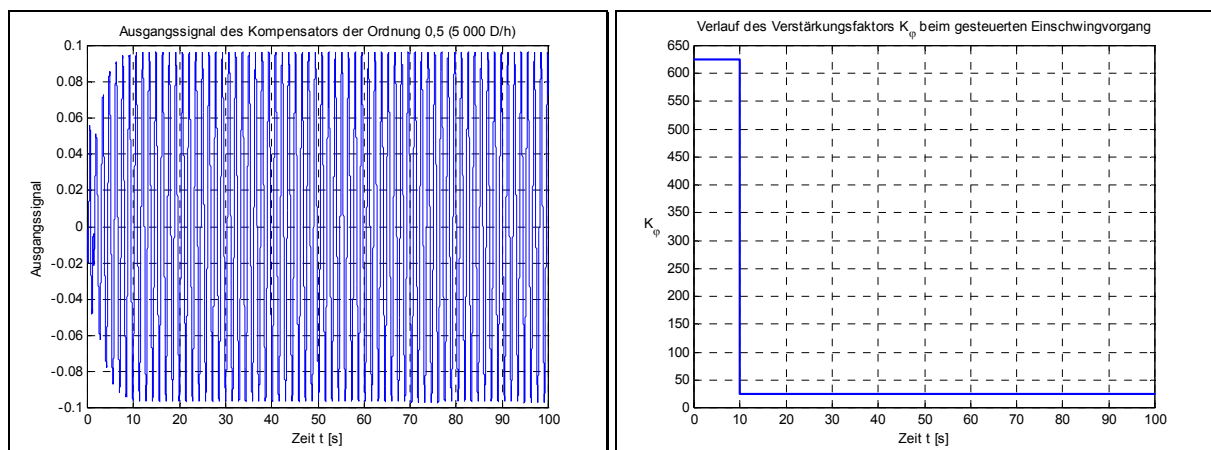


Abb. 4.10: Gesteuerter Einschwingvorgang der Kompensation von Ordnung 0,5

Die ganzen Ordnungen sind Oberschwingungen der Ordnung 0,5, nicht jedoch der anderen Kompensationsordnungen aus Tabelle 1.1. Bei letzteren führen im Ausgangssignal des Kompensators enthaltene ganze Ordnungen deshalb nicht wie in Abb. 4.8 zu einer Verformung, sondern zu einer Aufweitung der Kurvenschar, wie Abb. 4.11 am Beispiel der Ordnung 3,18 zeigt.

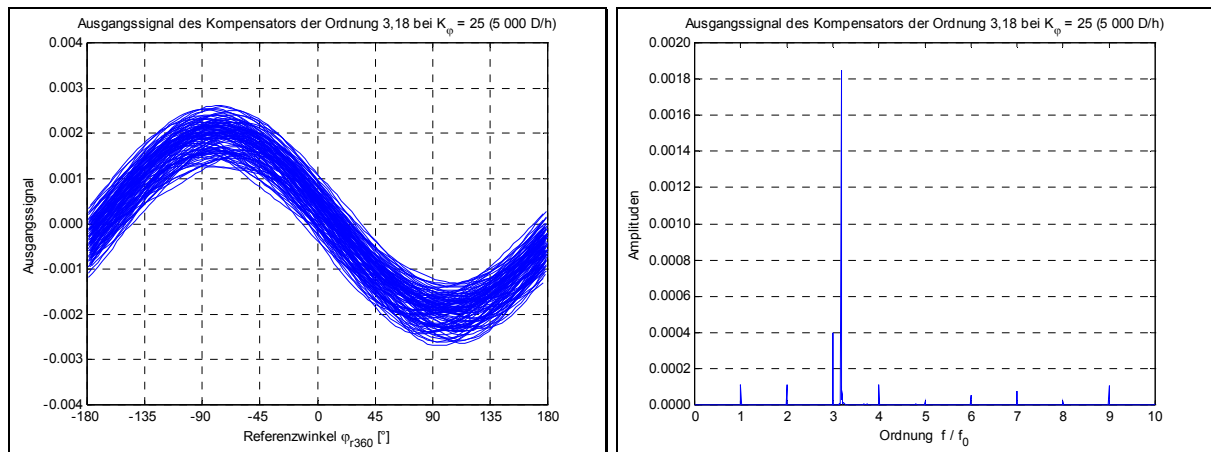


Abb. 4.11: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\phi = 25$

Die größere Streuung der Ausgangssignalwerte zu den Referenzwinkelwerten $\varphi_{r0} + 2\pi n$ beeinträchtigt die in Abschnitt 4.5 beschriebene referenzwinkelbezogene Zustandswiederherstellung. Gemäß Abb. 4.12 führt die periodische Subtraktion vom Eingangssignal des Kompensators auch hier zu einer Annäherung des Ausgangssignals an eine harmonische Schwingung der Kompensationsordnung.

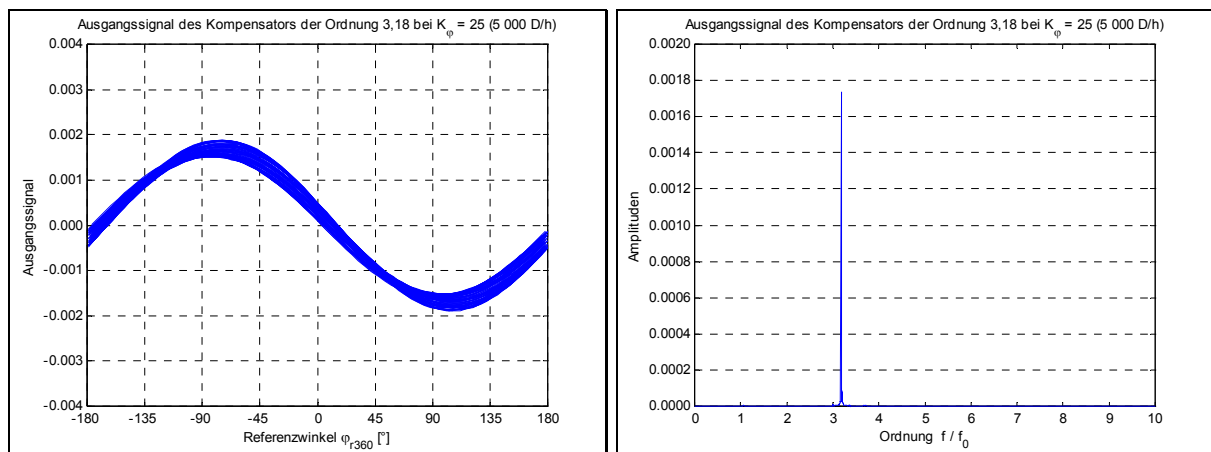


Abb. 4.12: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\phi = 25$ und periodischer Subtraktion

Die Erhöhung des Verstärkungsfaktors von $K_\phi = 25$ auf $K_\phi = 625$ zur Beschleunigung des Einschwingvorgangs bewirkt ein Ansteigen der Amplituden sowohl der ganzen Ordnungen, dominierend in Abb. 4.13, als auch benachbarter nichtganzzahliger Ordnungen, welche in Abb. 4.14 trotz periodischer Subtraktion eine Aufweitung der referenzwinkelbezogenen Kurvenschar bedingen.

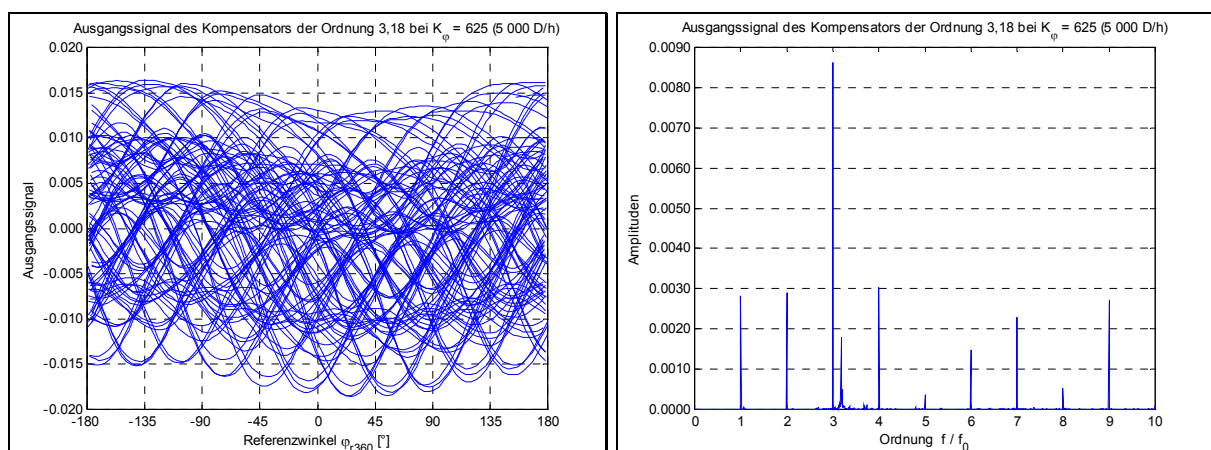


Abb. 4.13: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\phi = 625$

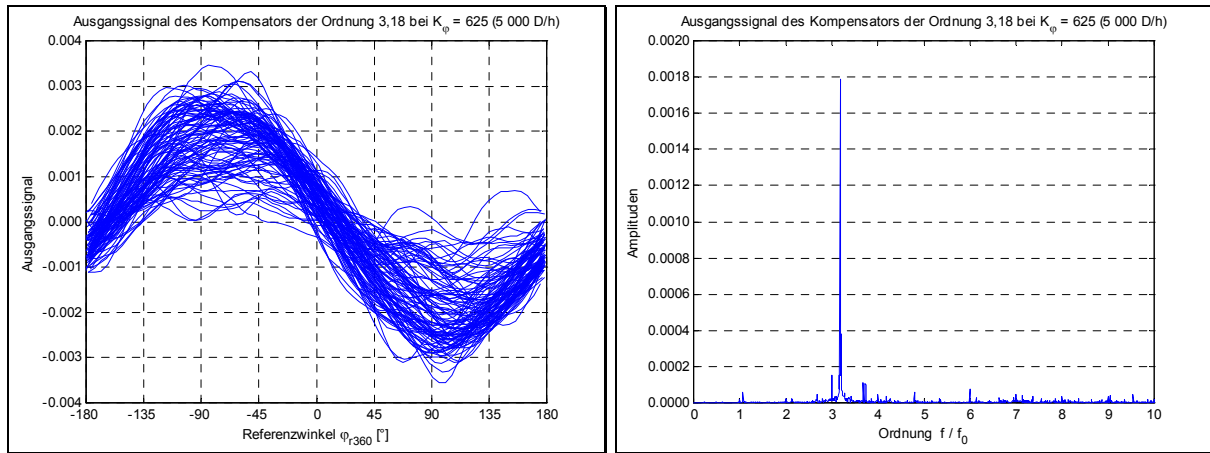


Abb. 4.14: Ausgangssignal des Kompensators der Ordnung 3,18 bei $K_\phi = 625$ und periodischer Subtraktion

Nach dem kurzen Einschwingvorgang bei $K_\phi = 625$ resultiert aus einer Senkung des Verstärkungsfaktors auf $K_\phi = 25$ daher im Allgemeinen erneutes Einschwingen, ausgehend von gegenüber dem ersten Einschwingvorgang verbesserten Anfangszuständen. Die Qualität der Anfangsbedingungen lässt sich durch Mittelwertbildung über mehrere Umdrehungen verbessern. Nach Einschwingen der Kompensation bei großem K_ϕ lassen sich die Zustände zu $m \geq 2$ Referenzwinkelwerten $\varphi_{r0} + 2\pi l$ nach Gleichung (4.53) mitteln und bei kleinem K_ϕ nach Gleichung (4.51) wieder setzen.

$$u_{z0} = \frac{1}{m} \sum_{l=0}^{m-1} u(k) \Big|_{\varphi_{r0} + 2\pi l}, \quad u_{z1} = \frac{1}{m} \sum_{l=0}^{m-1} u(k-1) \Big|_{\varphi_{r0} + 2\pi l}, \quad u_{z2} = \frac{1}{m} \sum_{l=0}^{m-1} u(k-2) \Big|_{\varphi_{r0} + 2\pi l} \quad (4.53)$$

Ohne explizites Setzen der Zustände lässt sich das Einschwingen beschleunigen, wenn statt einer Umschaltung der Verstärkungsfaktoren zu einem bestimmten Zeitpunkt, durch deren kontinuierliche Verkleinerung in einem Zeitraum das Ausgangssignal aus Abb. 4.14 in das der Abb. 4.12 überführt wird. Eine gleichmäßige Überführung wird bei konstanter Änderungsrate erreicht.

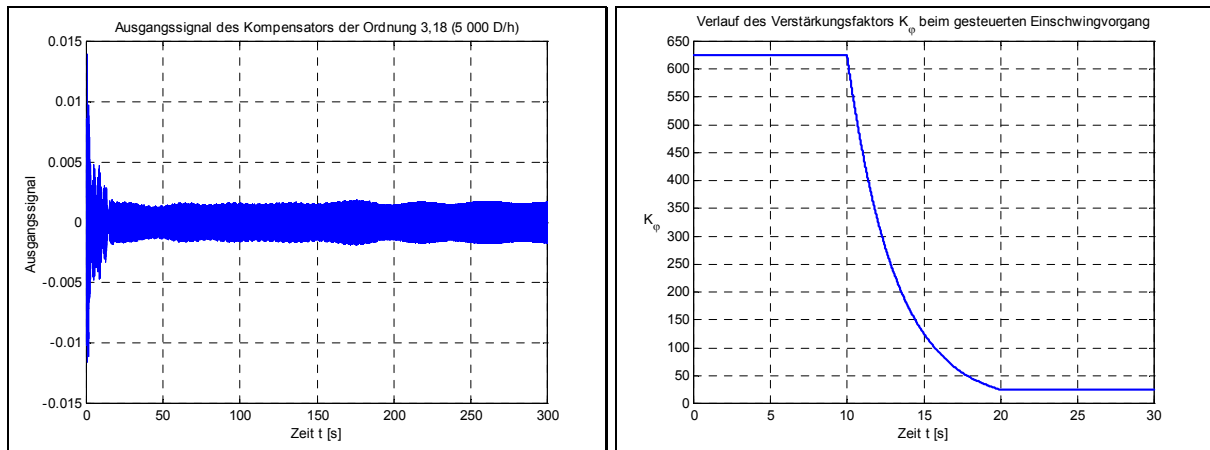


Abb. 4.15: Gesteuerter Einschwingvorgang der Kompensation von Ordnung 3,18

Abb. 4.16: Verlauf des Verstärkungsfaktors K_ϕ beim gesteuerten Einschwingvorgang

In Abb. 4.15 ist der *gesteuerte Einschwingvorgang* der Kompensation von Ordnung 3,18 mit dem Verlauf des Verstärkungsfaktors K_ϕ aus Abb. 4.16 dargestellt. Dieser Einschwingvorgang beginnt ohne Kenntnis des Signalverlaufs, sobald die Druckgeschwindigkeit erreicht ist. Parallel zum Einschwingen der Kompensation beginnt nach zwei Umdrehungen die Reduktion der ganzen Ordnungen im Eingangssignal des Kompensators durch periodische Subtraktion.

4.7 Zusammenfassung

Die *Schwingungskompensation mit internem Modell* (SKIM) wurde aufgrund ihrer Einfachheit und Fähigkeit zu asymptotisch vollständiger Kompensation ausgewählter Frequenzen als alternatives Kompensationsverfahren untersucht. Sie basiert auf dem Inneren-Modell-Prinzip und verwendet zur Kompensation einer Frequenz die Laplace-Transformierte einer Schwingung dieser Frequenz als Reglerübertragungsfunktion. Durch parallele Anwendung des Verfahrens lassen sich bei kleinen Verstärkungsfaktoren mehrere Frequenzen unabhängig voneinander kompensieren.

Auch hängen für kleine Verstärkungsfaktoren Stabilität und Einschwingzeit nur von Amplitudenverhältnis und Phasenverschiebung des Prozesses an der Kompensationsfrequenz sowie den Reglerparametern ab. Stabilität ist dann in einem 180° umfassenden Bereich der Phasenverschiebung des Prozesses gegeben.

Für die Versuche wurde die Kompensation als lineare Differenzengleichung zweiter Ordnung implementiert mit in zwei Bereichen der Kompensationsfrequenzen konstanter Parametrierung.

Um die besten stationären Kompensationsergebnisse, eine Wirkungsbeschränkung auf die Kompensationsfrequenzen sowie eine einfache Parametrierung und große Robustheit der Kompensation zu erreichen, ist eine hinreichend kleine Wahl des Verstärkungsfaktors notwendig. Die stationäre Wirkung entspricht dabei jener der DSK, die Einschwingzeit kann allerdings sehr lang werden.

War die Kompensation bereits einmal eingeschwungen, lassen sich jedoch bei unveränderten Störungsparametern nachfolgende Einschwingvorgänge, z. B. nach Druckunterbrechungen, durch eine referenzwinkelbezogene Zustandswiederherstellung vermeiden.

Auch der erstmalige Einschwingvorgang lässt sich, durch gesteuertes Absenken des Verstärkungsfaktors, wesentlich beschleunigen. Dabei wird kurzes Einschwingen bei größerem Verstärkungsfaktor mit der hohen stationären Genauigkeit bei kleinerem Verstärkungsfaktor kombiniert.

5 Experimentelle Prozessanalyse

5.1 Motivation

Die Herleitung der Schwingungskompensationsverfahren erfolgte für SISOLTI-Prozesse. Abweichungen der realen Prozesseigenschaften von diesen idealen Modellannahmen können Kompensationsqualität und Konvergenz der Kompensation beeinträchtigen. Im ersten Kapitel wurde bereits durch eine qualitative theoretische Prozessanalyse für die vorausgesetzte hinreichende Verspannung des Räderzugs die Annahme eines linearen Kleinsignalverhaltens des Prozesses begründet. Besonders durch die Vorgänge in den Druck- und speziell den Farbwerken ist eine Druckmaschine jedoch ein sehr komplexes Gebilde, für das eine theoretische Prozessanalyse kaum verlässliche quantitative Aussagen über die Zeitvarianz des Prozesses erlaubt und den Stellgrößenbereich, in dem Nichtlinearitäten des Prozesses vernachlässigbar sind. Nach Vorstellung der Kompensationsverfahren mit deren Konvergenzbedingungen (2.35) und (4.19) in den Kapiteln 2 bis 4 sowie eines geeigneten Identifikationsverfahrens zur Frequenzgangmessung kann nun in einer experimentellen Prozessanalyse geprüft werden, ob die Voraussetzungen zur Anwendung der Kompensationsverfahren erfüllt und welche Einschränkungen ggf. zu beachten sind.

Die Differenz $\varphi_{p_i} - \hat{\varphi}_{p_i}$ und das Verhältnis K_{p_i} / \hat{K}_{p_i} von tatsächlichen und gemessenen Prozessparametern bestimmen nach Gleichung (2.33) die Konvergenz der geregelten DSK, und auch die Konvergenz der SKIM hängt nach Gleichung (4.29) von K_{p_i} und φ_{p_i} ab. Daher ist das Ausmaß von Prozessparameteränderungen in Abhängigkeit beim Betrieb variierender Einflussfaktoren von Interesse. Für nur gering schwankende Prozessparameter ist deren einmalige Identifikation und Speicherung angemessen. Führen Schwankungen der Prozessparameter zur Verletzung des Konvergenzkriteriums (2.35), sind zusätzliche Maßnahmen erforderlich, wie z. B. die Identifikation der aktuellen Prozessparameter im Rahmen der adaptiven DSK.

Auch können Nichtlinearitäten im Prozess auf verschiedene Weise die Funktion der Verfahren stören. Sie führen zur Abhängigkeit der Prozessparameter von der Kompensationsschwingungsamplitude, die bei der DSK vollständige Kompensation in einem Regelungsschritt verhindert. Zudem kann die Kompensation einer Ordnung bei nichtlinearen Prozessen andere Ordnungen beeinflussen. Werden die Prozessparameter wechselwirkender Ordnungen gleichzeitig identifiziert, resultieren Fehler, die ebenfalls die Konvergenz der DSK beeinträchtigen.

Schließlich gibt die Prozessanalyse Aufschluss über die Dauer des Einschwingvorgangs, welche die geregelte DSK gemäß Abb. 2.4 zwischen Kompensationsparameteränderungen und darauf folgender Schwingungsmessung berücksichtigt.

5.2 Frequenzgang

5.2.1 Einfluss der Maschinenerwärmung

Der Prozess setzt die dimensionslose normierte Stellgröße u in die dem Differenzweg d entsprechende Regelgröße y um, so dass der gemessene Frequenzgang $\hat{G}_p(j\omega)$ des Referenzprozesses in Abb. 5.1 die Einheit μm hat. Er enthält Resonanzfrequenzen bei 10,5 Hz und 20,0 Hz. Der Amplitudengang oben beschreibt das Amplitudenverhältnis einer Schwingung der Frequenz f im Ausgangssignal $y - v$ des Prozesses $G_p(s)$ nach Abb. 1.16 und einer Schwingung gleicher Frequenz in dessen Eingangssignal u in Abhängigkeit von f . Der Phasengang darunter zeigt die zugehörige frequenzabhängige Phasenverschiebung. Für die von der Maschine angeregten, in der Störgröße v enthaltenen Frequenzen¹ gibt der Frequenzgang jedoch keine Auskunft über die Beziehung der Schwingungen in den Signalen u und y .

¹ Diese entsprechen den angeregten ganz- und nichtganzzahligen Ordnungen.

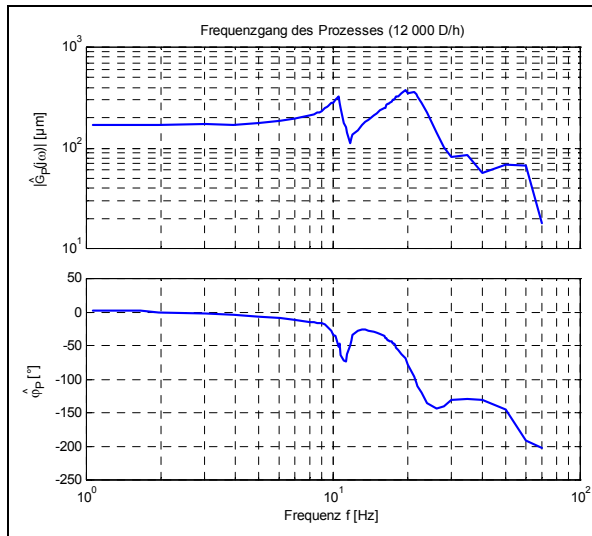


Abb. 5.1: Frequenzgang des Referenzprozesses

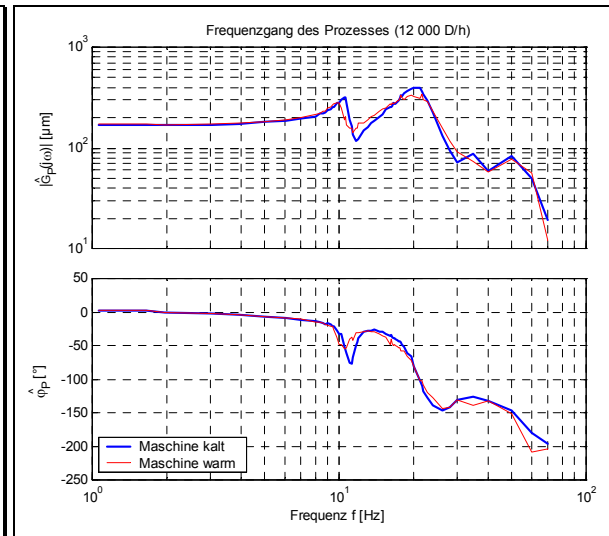


Abb. 5.2: Einfluss der Maschinenerwärmung auf den Frequenzgang des Referenzprozesses

Bei üblichen Frequenzgangmessverfahren, wie der von ISERMANN (1988b) beschriebenen orthogonalen Korrelation, bleiben die in der Maschine auftretenden Schwingungsanregungen unberücksichtigt und verursachen Messfehler. Die Frequenzgangmessungen erfolgten deshalb durch die Identifikation der DSK gemäß Gleichung (2.24) mit hoher Qualität. Dabei wurden mit $T_{\text{Mmin}} = 30$ s sowie den Kompensationsparametern $u_{oi}(-1) = 0,03$ und $u_{oi}(0) = 0$ jeweils 9 Punkte des Frequenzgangs gleichzeitig identifiziert.

Selbst mit den in Tabelle 1.2 definierten Einstellungen ist der Frequenzgang des Referenzprozesses nicht eindeutig. Ursache ist eine Änderung des Frequenzgangs mit der Maschinenerwärmung, deren Wirkung Abb. 5.2 zeigt. Dargestellt sind die beiden am stärksten differierenden Frequenzgänge, die dem kältesten und wärmsten während der Messungen aufgetretenen Maschinenzustand entsprechen. Diese große Änderung wird nach mehrstündigem Betrieb der Maschine erreicht. Sie lässt sich vor allem durch zunehmende Dämpfung als Folge eines Temperaturanstiegs in den Farbwerken erklären. Dabei ist besonders die mit der Erwärmung einhergehende Verschiebung der ersten Resonanzfrequenz in Richtung kleinerer Frequenzen kritisch, da sie für Kompensationsordnungen in der Nähe dieser Frequenz große Änderungen der Prozessparameter bedeutet. Bei warmer Maschine hat sich die erste Resonanzfrequenz von 10,5 Hz nach 10,0 Hz verschoben.

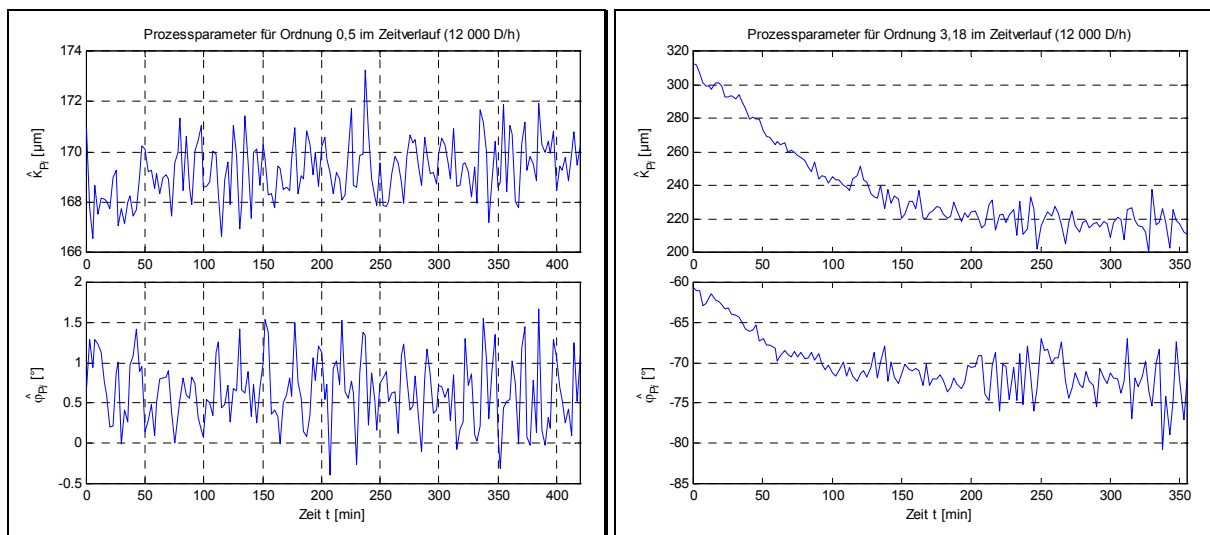


Abb. 5.3: Prozessparameter im Zeitverlauf der Maschinenerwärmung für die Ordnungen 0,5 und 3,18

Abb. 5.3 zeigt den durch repetitierende Identifikation aufgezeichneten Zeitverlauf von Amplitudenverhältnis und Phasenverschiebung des Referenzprozesses für die Ordnungen 0,5 und 3,18 während der Maschinenerwärmung, beginnend mit kalter Maschine. Die Prozessparameter der im unteren Frequenzbereich liegenden Ordnung 0,5 sind nahezu zeitinvariant. Jene der 10,6 Hz entsprechenden Ordnung 3,18 sinken dagegen in den ersten 250 Minuten ab, bedingt durch die Verschiebung der ersten Resonanzfrequenz. Erfolgt die Auslegung der Kompensation für die Prozessparameter der warmen Maschine, weichen die tatsächlichen Werte von Amplitudenverhältnis K_{pi} und Phasenverschiebung φ_{pi} der kalten Maschine von den bei der Regelung verwendeten \hat{K}_{pi} und $\hat{\varphi}_{pi}$ um etwa 45 % respektive 11° ab. Bei anderen Ordnungen ist die Änderung der Phasenverschiebung durch die Maschinenerwärmung insgesamt ähnlich gering, so dass sich Stabilität der SKIM für alle Erwärmungszustände der Maschine sicherstellen lässt. Bei diesen Abweichungen ist zwar auch die Konvergenzbedingung (2.35) der DSK erfüllt, deren Konvergenz allerdings beeinträchtigt, da die Schwingungsamplitude nach Gleichung (2.33) in jedem Regelungsschritt nur etwa halbiert wird.

Um den Einfluss der Parametervariationen von dem der Maschinenerwärmung zu isolieren, wurden die im Folgenden gegenübergestellten Vergleichsmessungen jeweils direkt hintereinander oder zumindest so zeitnah ausgeführt, dass die Änderung der Maschinenerwärmung zwischen ihnen vernachlässigt werden kann. Trotz etwas unterschiedlicher Frequenzgänge hat der Referenzprozess dabei stets die Einstellungen aus Tabelle 1.2.

5.2.2 Einfluss der Maschinengeschwindigkeit

Wie Abb. 5.4 zu entnehmen ist, unterscheidet sich der Frequenzgang bei maximaler Druckgeschwindigkeit 15 000 D/h kaum von dem des Referenzprozesses bei 12 000 D/h.

Eine Senkung der Geschwindigkeit führt gemäß Abb. 5.5 jedoch vor allem zwischen 5 000 D/h und 10 000 D/h zu einer deutlichen Verschiebung der Resonanzfrequenzen hin zu kleineren Frequenzen. Eine Verringerung der Geschwindigkeit wirkt somit ähnlich wie die Erwärmung der Maschine. Beide Effekte sind jedoch unterscheidbar, da die thermischen Vorgänge relativ langsam erfolgen.

Insbesondere für Ordnungen zwischen 9 Hz und 20 Hz verursacht die Resonanzfrequenzverschiebung zum Teil erhebliche Schwankungen der Prozessparameter, welche ohne Berücksichtigung der Geschwindigkeit zu einer Verletzung des Konvergenzkriteriums (2.35) führen können. Für die geregelte DSK ist deshalb eine geschwindigkeitsspezifische Identifikation der Prozessparameter sinnvoll.

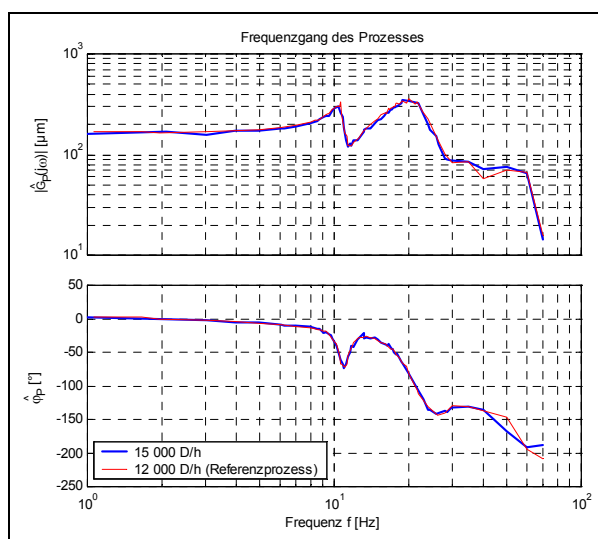


Abb. 5.4: Frequenzgang bei 12 000 D/h und 15 000 D/h

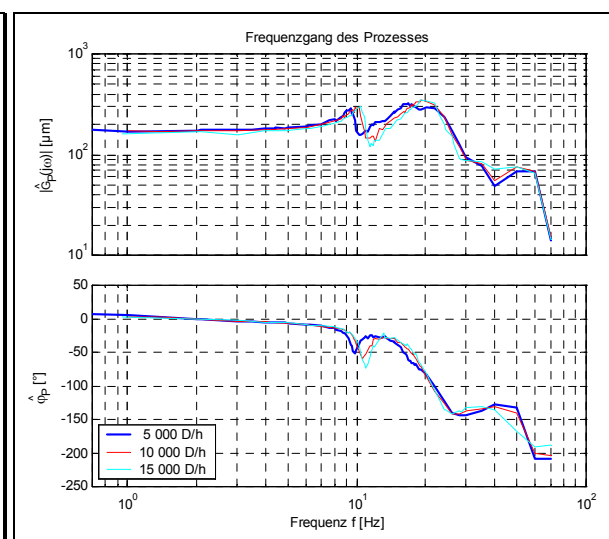


Abb. 5.5: Einfluss der Maschinengeschwindigkeit auf den Frequenzgang

5.2.3 Einfluss des Maschinenzustands

Um die Wirkung weiterer Einflussfaktoren zu untersuchen, wurden Frequenzgänge von gegenüber dem Referenzprozess um jeweils ein Merkmal variierten Prozessen aufgenommen und mit dem Referenzprozess verglichen.

Danach hebt eine stärkere Kopplung zwischen Farbwerk und Papierführungszyklindern den Amplitudengang bei der zweiten Resonanzfrequenz an und ändert den Frequenzgang im Bereich hoher Frequenzen. Dies erfolgt in geringem Maße durch Aufsetzen der Farbauftragswalzen auf den Plattenzylinder, stärker noch beim Anstellen des Drucks, d. h. dem Aufsetzen des Gummituchzylinders auf den Druckzylinder.

Exemplarisch zeigt Abb. 5.6 den Frequenzgang bei in allen Druckwerken abgestelltem Druck im Vergleich zu dem des Referenzprozesses bei angestelltem Druck. Für Ordnungen im Bereich der zweiten Resonanzfrequenz kann ohne Berücksichtigung der Änderungen eine langsamere Konvergenz resultieren.

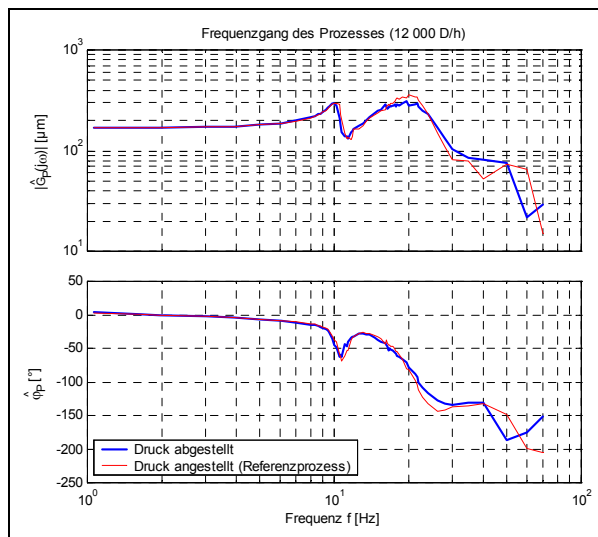


Abb. 5.6: Einfluss der Druckanstellung auf den Frequenzgang

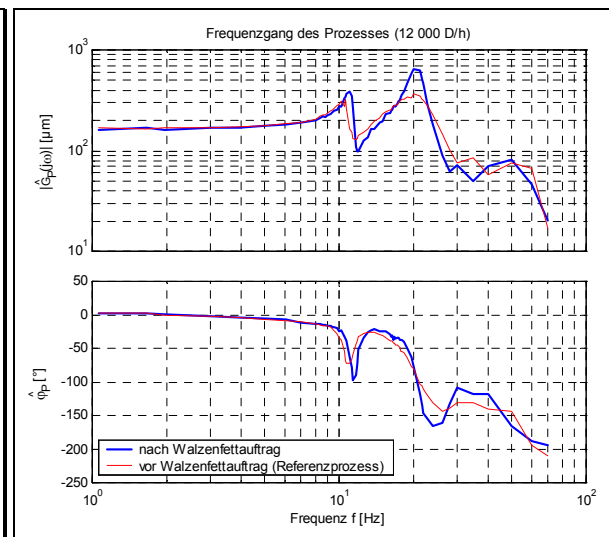


Abb. 5.7: Einfluss von Walzenfett auf den Frequenzgang

Die Frequenz der mit DSK größten Kompensationsordnung 6,86 beträgt bei der maximalen Druckgeschwindigkeit 15 000 D/h ca. 28,6 Hz. Die Änderung des Frequenzgangs oberhalb dieser Frequenz ist für die DSK daher nicht relevant.

Änderungen in den Farbwerken können den Frequenzgang erheblich beeinflussen. Während die Aktivierung von Farbreibern und -hebern keinerlei Auswirkung auf den Frequenzgang hat, führt das Auftragen von Walzenfett auf die Farbwerkswalzen zu ausgeprägteren Extrema des Amplitudengangs, was auf eine verminderte Dämpfung durch die Farbwerke hindeutet.

In Abb. 5.7 ist der Frequenzgang nach dem Auftrag von Walzenfett im Vergleich zum Referenzprozess vor dem Auftrag von Walzenfett dargestellt. Für Ordnungen im Bereich der zweiten Resonanzfrequenz behindert der dort auftretende Anstieg des Amplitudenverhältnisses ohne dessen Berücksichtigung die Konvergenz der geregelten DSK.

Kritisch ist beim Referenzprozess mit Walzenfett nach Abb. 5.8 auch die starke Abhängigkeit der Prozessparameter von der Maschinenerwärmung im Bereich der ausgeprägteren zweiten Resonanzfrequenz. Während die maximale Abweichung des Amplitudenverhältnisses der Ordnung 3,18 vom Wert nach 425 Minuten bei warmer Maschine mit etwa 15 % noch relativ klein ist, kann die der Ordnung 6,36 mit etwa 82 % unter Annahme konstanter Prozessparameter die Konvergenz der DSK erheblich beeinträchtigen.

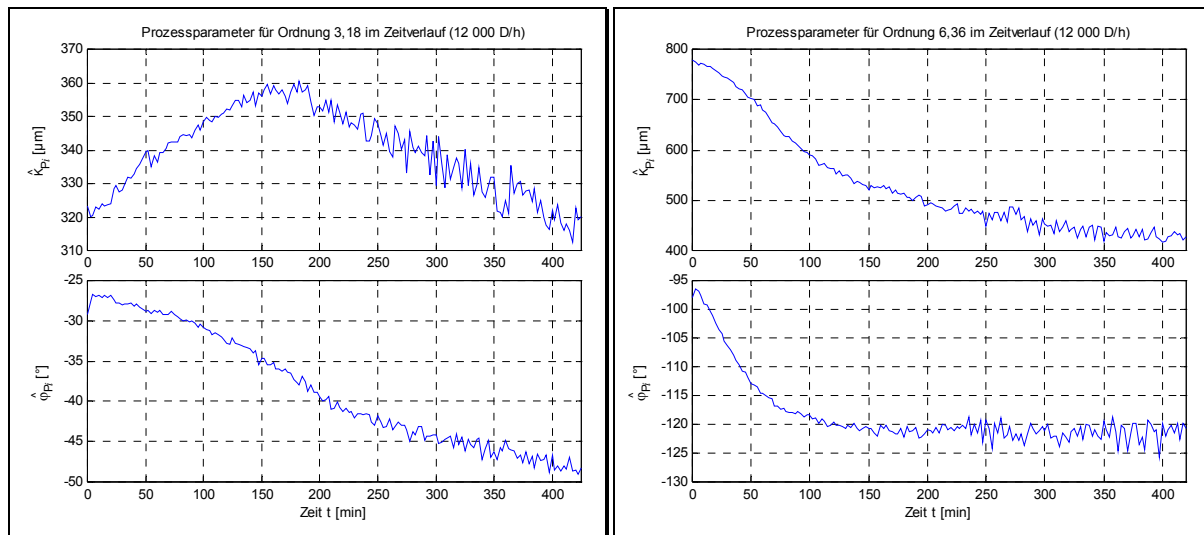


Abb. 5.8: Prozessparameter im Zeitverlauf bei Maschinenerwärmung nach Auftragung von Walzenfett

5.2.4 Folgerungen für die Kompensation

Bei entsprechend dem Referenzprozess festgelegten Einstellungen mit vorab geschwindigkeitsspezifisch identifizierten und gespeicherten Prozessparametern sind problematische Frequenzgangänderungen allenfalls durch variierende Maschinenzustände möglich. Bis etwa 10 Hz, unterhalb der ersten Resonanzfrequenz, bleiben die Prozessparameter nahezu unbeeinflusst vom Maschinenzustand. Diese Frequenz entspricht bei Maximalgeschwindigkeit 15 000 D/h der Ordnung 2,4. Demnach lassen sich die einmal identifizierten Prozessparameter der Kompensationsordnungen 0,5 und 1,5 fest speichern.

Die Kompensation braucht nur beim Drucken die geforderte Wiederholgenauigkeit sicherzustellen. Dabei sind Druck, Farbauftragswalzen, Farbreiber, Farbheber und Anleger angestellt und es ist kein Walzenfett, sondern Farbe in den Farbwerken. Zudem erfolgt durch den erforderlichen Farbeinlauf in die Farbwerke vor dem Drucken stets eine Erwärmung der Maschine, welche die erwärmungsbedingte Schwankungsbreite des Frequenzgangs aus Abb. 5.2 einschränkt. Für diesen Maschinenzustand können die Prozessparameter für Frequenzen oberhalb von 10 Hz ebenfalls einmalig identifiziert und gespeichert werden.

Durch ungünstige Auftragsstrukturen einer Druckerei sind jedoch auch davon stark differierende Maschinenzustände beim Drucken möglich, bis hin zum Extremfall, dass auf einer achtfarbigem Druckmaschine nur zwei Farben gedruckt werden und die übrigen Farbwerke zur Schonung der Walzen Fett enthalten. Dabei sind Frequenzgangschwankungen ähnlich denen der Abb. 5.7 zu erwarten. Trotz dieser Schwankungen wird die Konvergenzbedingung der SKIM bei gemäß Abschnitt 4.2 optimaler Parametrierung auf Basis eines gemessenen Frequenzgangs nicht verletzt. Um trotz hoher Flexibilität der Maschinennutzung schnelle Konvergenz der DSK sicherzustellen, bietet es sich an, die gespeicherten Prozessparameter durch beim Einrichten der Maschine identifizierte zu aktualisieren.

5.3 Linearität

5.3.1 Einfluss der Kompensationsamplitude

Bei linearem Prozess sind Amplitudenverhältnis und Phasenverschiebung unabhängig von der Amplitude der Kompensationsschwingung im Eingangssignal. Auch die Herleitung der DSK erfolgte unter Annahme dieser Eigenschaft des Prozesses, so dass für deren Einsatz ein möglichst linearer Prozess anzustreben ist.

In Abb. 5.9 sind die Messwerte \hat{K}_{Pi} und $\hat{\phi}_{Pi}$ der Prozessparameter des Referenzprozesses für die Ordnungen 0,5 und 3,18 über die zur Identifikation verwendete Kompensationsamplitude $u_{oi}(-1)$ aufgetragen, wobei auch hier stets $u_{oi}(0) = 0$ war. Die senkrechte gestrichelte Linie markiert die zur Kompensation einer Schwingung der Amplitude $20\text{ }\mu\text{m}$ erforderliche Kompensationsamplitude. Da die Amplituden aller in der Störgröße enthaltenen Kompensationsordnungen während der Versuche stets unter $20\text{ }\mu\text{m}$ blieben, ist nur der Amplitudenbereich links von dieser Linie relevant. In diesem Bereich sind die Prozessparameter nahezu unabhängig von der Kompensationsamplitude. Im Bereich kleiner Kompensationsamplituden entstehen Schwankungen hauptsächlich durch die bei unveränderter Messzeit reduzierte Genauigkeit der Parameteridentifikation.

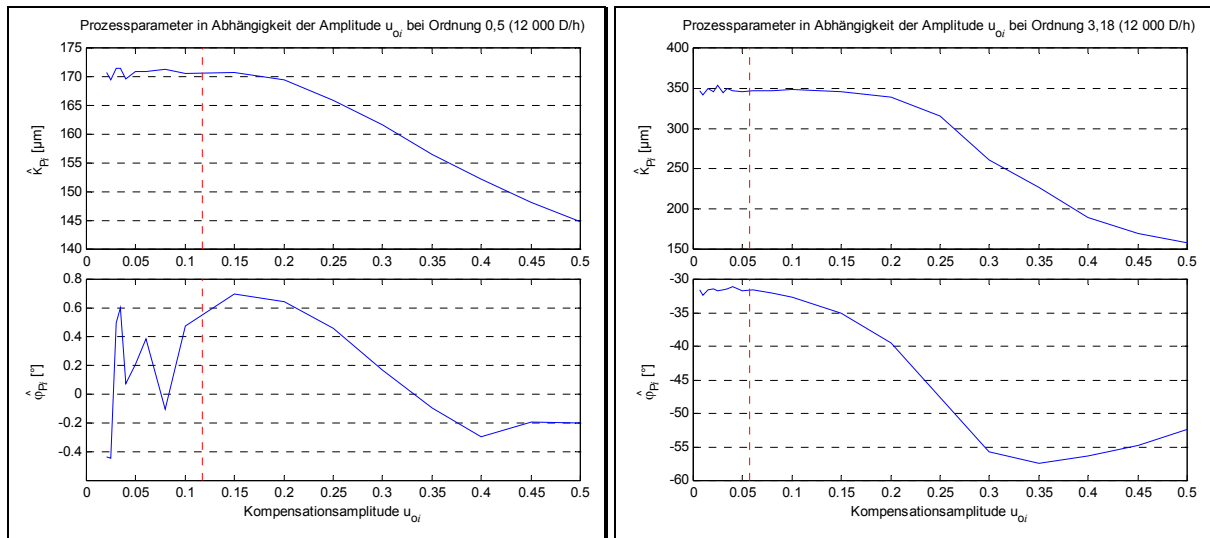


Abb. 5.9: Prozessparameter in Abhängigkeit der Amplitude u_{oi} bei den Ordnungen 0,5 und 3,18

Die Änderung der Prozessparameter bei großen Kompensationsamplituden jenseits des relevanten Amplitudenbereichs bedeutet eine Nichtlinearität des Prozesses. Neben der Begrenzung des Motorstroms auf $-I_{\max}$ lässt sich diese vor allem durch mechanische Ursachen in der Maschine selbst erklären, wie z. B. die Unterschreitung des zur Vermeidung von Zahnflankenwechseln im Getriebe mindestens erforderlichen Spannungsmoments.

Da Ordnung 3,18 bei 12 000 D/h im Bereich der ersten Resonanzfrequenz liegt, erfordert die Kompensation einer Schwingung der Amplitude $20\text{ }\mu\text{m}$ bei ihrer geringeren Kompensationsamplituden als bei Ordnung 0,5. Im dadurch kleineren relevanten Bereich der Kompensationsamplitude sind die Prozessparameter ebenfalls nahezu unabhängig von u_{oi} . Nach Abb. 5.10 sind auch die Schwankungen der Prozessparameter von Ordnung 6,36, welche bei 12 000 D/h nahe der zweiten Resonanzfrequenz liegt, im relevanten Bereich der Kompensationsamplitude vernachlässigbar. Somit wird die Konvergenz der DSK kaum durch eine Amplitudenabhängigkeit der Prozessparameter beeinträchtigt. Wesentlich stärker wirken hier maschinenzustandsbedingte Parameterschwankungen.

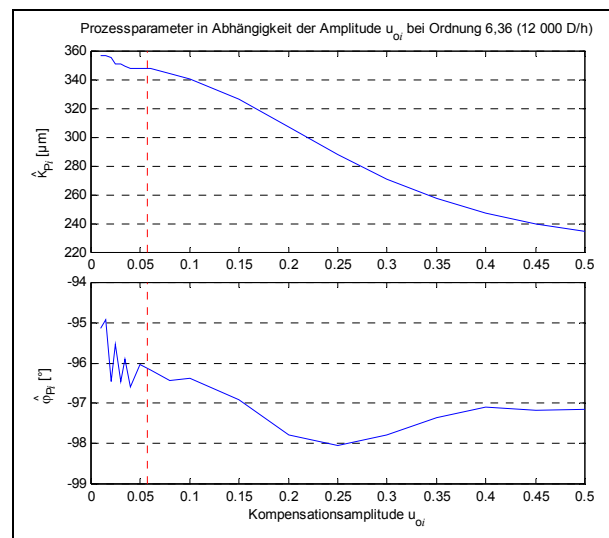


Abb. 5.10: Prozessparameter in Abhängigkeit der Amplitude u_{oi} bei Ordnung 6,36

5.3.2 Wechselwirkungen

Ein weiteres durch Nichtlinearitäten des Prozesses verursachtes Problem ist die gegenseitige Beeinflussung von Ordnungen. Eine Kompensationsschwingung der Ordnung r_i kann die komplexe Amplitude anderer Ordnungen in der Regelgröße verändern, insbesondere die von Ordnungen mit ganzzahligem Abstand von r_i . Das Ausmaß solcher Wechselwirkungen zwischen den Ordnungen ist ebenfalls abhängig von den Kompensationsamplituden.

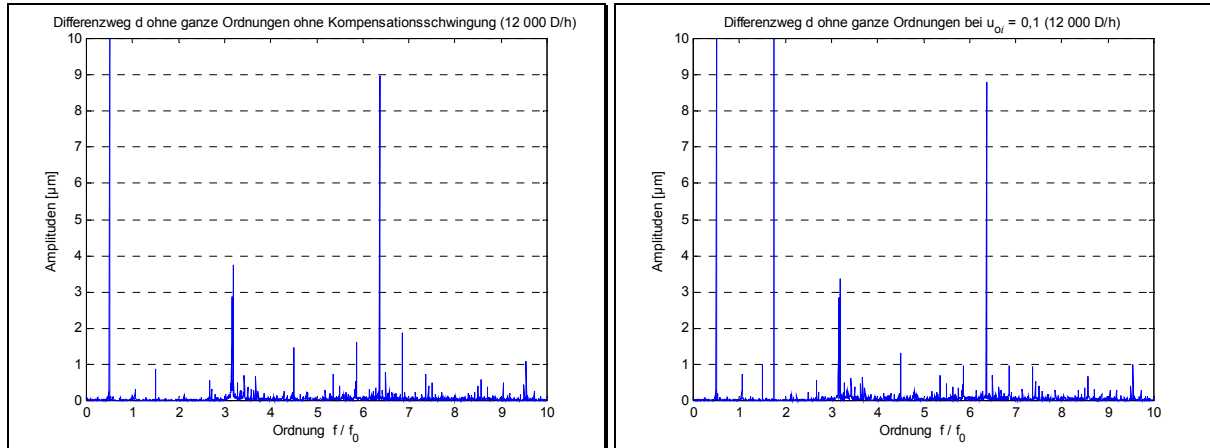


Abb. 5.11: Wirkung einer Kompensationsschwingung der Ordnung 1,75 auf den Differenzweg d

Zur Verdeutlichung wurde eine Schwingung der Ordnung 1,75 über Motor 3 mit verschiedenen Kompensationsamplituden u_{oi} angeregt. Das Ordnungsspektrum des Differenzwegs d ohne Kompensationsschwingung links in Abb. 5.11 belegt, dass die Maschine Ordnung 1,75 nicht anregt. Abb. 5.11 rechts und Abb. 5.12 zeigen die mit zunehmender Kompensationsamplitude u_{oi} resultierenden Ordnungsspektren. Während noch bei $u_{oi} = 0,1$ kaum Wechselwirkungen auftreten, sind bei $u_{oi} = 0,2$ zahlreiche Störungsamplituden bereits deutlich angestiegen. Bei $u_{oi} = 0,3$ beträgt der Amplitudenanstieg einiger Ordnungen im Resonanzbereich schließlich mehr als $2 \mu\text{m}$.

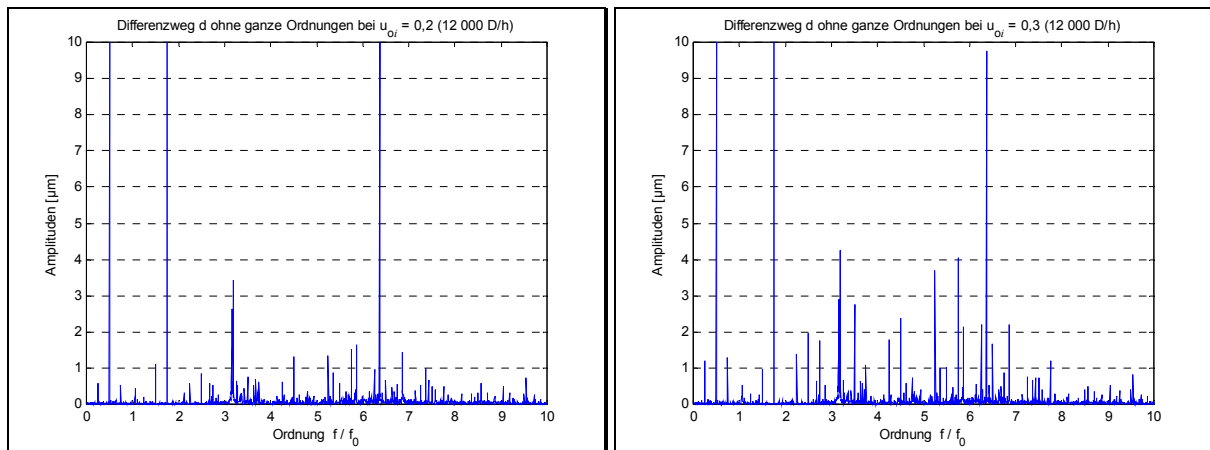


Abb. 5.12: Differenzweg d bei größerer Kompensationsamplitude der Ordnung 1,75

Werden mehrere sich gegenseitig beeinflussende Ordnungen kompensiert, vermag ein solcher Einfluss die Konvergenz der DSK zu beeinträchtigen. Außerdem kann der Amplitudenanstieg unkompensierter Ordnungen dem Kompensationseffekt entgegenwirken.

Wie dem Vergleich der Ordnungsspektren zu entnehmen ist, steigt das Ausmaß der Wechselwirkungen jedoch überproportional mit der Kompensationsamplitude. Bei den kleinen zur Kompensation nichtganzzahliger Ordnungen ausreichenden Kompensationsamplituden sind sie deshalb vernachlässigbar. Selbst bei den zur Kompensation ganzzahliger Ordnungen erforderlichen Kompensationsamplituden sind die Wechselwirkungen noch relativ klein, wie Abb. 5.13 am Beispiel der Kompensation der vierten Ordnung andeutet.

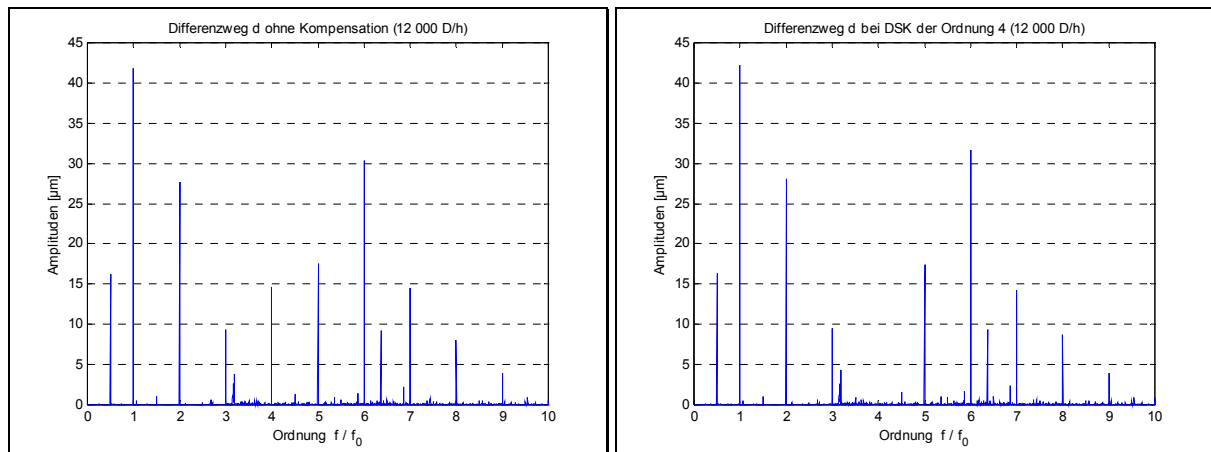


Abb. 5.13: Wirkung der DSK der Ordnung 4

Zusätzlich zum Fehler gemäß Gleichung (2.26) können auch Wechselwirkungen zu fehlerhaft identifizierten Prozessparametern führen, falls sich die Kompensationsschwingungen wechselwirkender Ordnungen zwischen den zur Identifikation verwendeten Schwingungsmessungen gemeinsam ändern. Für die Identifikation mit expliziten Identifikationsschritten stellen die gewählten Kompensationsparameter $u_{oi}(-1) = 0,03$ und $u_{oi}(0) = 0$ einen geeigneten Kompromiss zwischen kleinen Identifikationsfehlern nach Gleichung (2.26) und geringen Wechselwirkungen dar.

5.4 Einschwingzeit

Bei der Herleitung der geregelten DSK wurde während der Schwingungsmessungen zwischen den Regulationsschritten jeweils ein stationärer Zustand des Prozesses vorausgesetzt. Nach Änderung der Kompensationsparameter als Ergebnis einer Messung schwingt der Prozess zunächst ein. Um möglichst bald mit der nächsten Messung zu beginnen, jedoch Fehler durch Messung während des Einschwingens weitestgehend zu vermeiden, ist die Kenntnis der Zeitdauer erforderlich, die nach Kompensationsparameteränderungen bis zum Erreichen eines neuen näherungsweise stationären Zustands vergeht.

Die Messung dieser hier kurz als **Prozesseinschwingzeit**¹ bezeichneten Dauer gestaltet sich aufgrund der im Differenzweg d enthaltenen Schwingungen schwierig und kann nur sehr grob erfolgen. Um die Anregungen möglichst klein zu halten, wurde sie bei geringer Maschinengeschwindigkeit und zur Prüfung der Validität auf zwei unterschiedliche Arten ausgeführt.

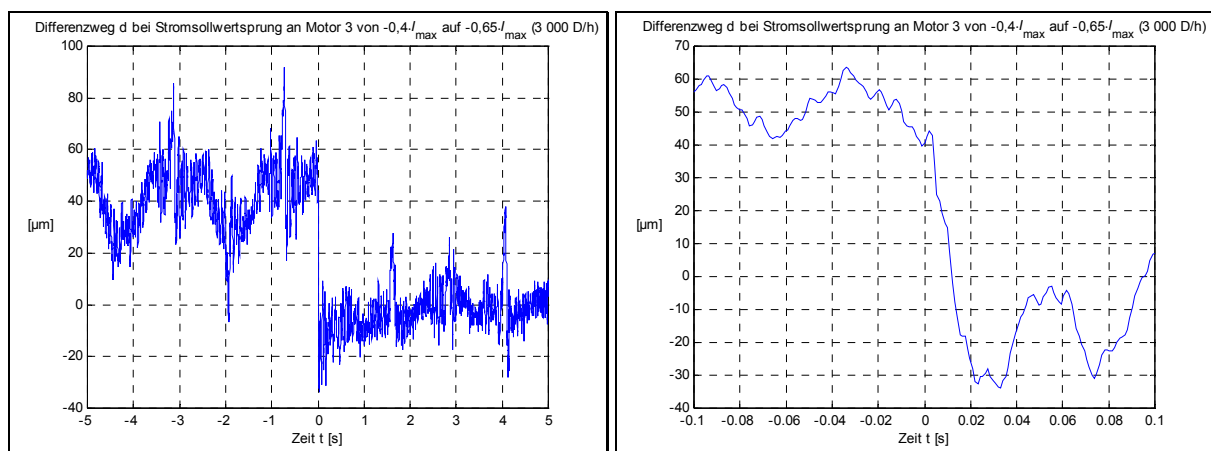


Abb. 5.14: Prozessantwort auf einen Stromsollwertsprung an Motor 3

¹ Der stationäre Zustand wird theoretisch erst für $t \rightarrow \infty$ erreicht, so dass sich eine Definition als Einschwingzeit $t_{0,05}$ anböte. Die gewählte Definition trägt jedoch der Tatsache Rechnung, dass aufgrund der großen stationären Schwingungen in der Regelgröße nur eine sehr grobe Bestimmung der Einschwingzeit möglich ist.

Bei der ersten Art, dargestellt in Abb. 5.14, erfolgte zu $t = 0$ s ein Sprung des direkt vorgegebenen Stromsollwerts u_{M3} des Motors 3 von $-0,4 \cdot I_{\max}$ auf $-0,65 \cdot I_{\max}$. Die ganzen Ordnungen wurden dabei durch periodische Subtraktion und Ordnung 0,5 durch DSK über Motor 1 in der dargestellten Messung des Differenzwegs d reduziert. Gemäß der Ausschnittsvergrößerung rechts in Abb. 5.14 beträgt die Prozesseinschwingzeit etwa 0,02 s.

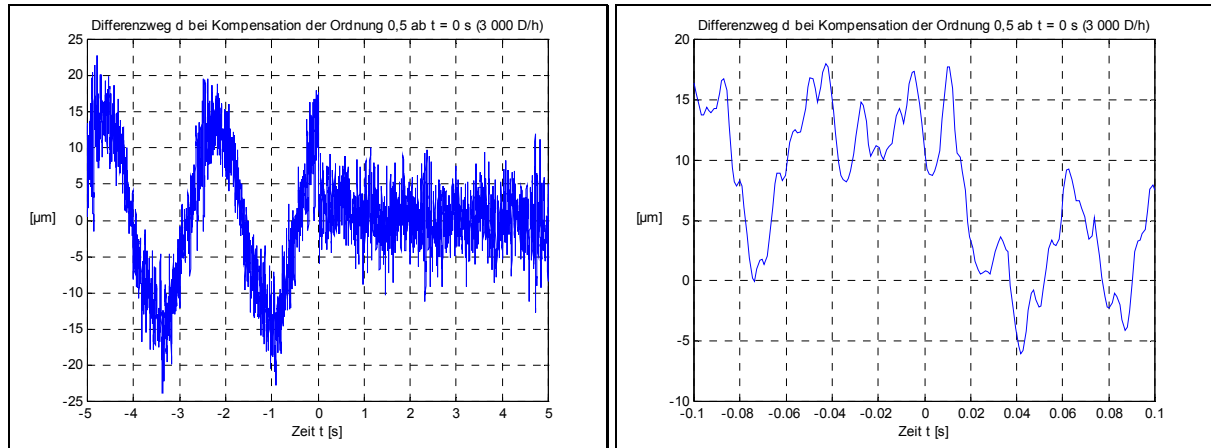


Abb. 5.15: Prozessantwort auf die Kompensation der Ordnung 0,5 ab $t = 0$ s

Bei der zweiten Art der Einschwingzeitmessung, dargestellt in Abb. 5.15, wurde zum Zeitpunkt $t = 0$ s die Kompensation der Ordnung 0,5 mit vorab ermittelten Kompensationsparametern aktiviert. Um die relevanten Signaländerungen sichtbar zu machen, erfolgte auch diese Messung während periodischer Subtraktion. Als Prozesseinschwingzeit kann in der Ausschnittsvergrößerung rechts in Abb. 5.15 ebenfalls die Dauer von ca. 0,02 s abgelesen werden nach der ein näherungsweise stationärer Zustand erreicht ist. Bei der DSK wurde dieser Wert daher als Dauer des Einschwingvorgangs, entsprechend Abb. 2.4, berücksichtigt.

5.5 Zusammenfassung

Die experimentelle Prozessanalyse liefert Aussagen zu Zeitvarianz, Linearität und Einschwingzeit des Prozesses.

Der Frequenzgang des Referenzprozesses wird vor allem durch die Maschinenerwärmung, Maschinengeschwindigkeit und die Menge des Walzenfetts in den Farbwerken beeinflusst. Von der Stärke auftretender Prozessparameter-Schwankungen hängt es ab, ob die Kompensationsverfahren auf Basis einmalig identifizierter und gespeicherter Prozessparameter anwendbar sind. Durch die auftretenden Schwankungen der Prozessparameter wird die Konvergenzbedingung der SKIM bei gemäß Abschnitt 4.2 optimaler Parametrierung auf Basis eines gemessenen Frequenzgangs nicht verletzt.

Dagegen können die extremsten Schwankungen die Konvergenz der DSK stark beeinträchtigen. Der Einfluss der Geschwindigkeit auf den Modellfehler ist allerdings durch eine geschwindigkeitsspezifische Identifikation und Speicherung der Prozessparameter eliminierbar. Zudem schwanken die Prozessparameter im Druckbetrieb weniger, weil dabei der Wertebereich der Einflussfaktoren eingeschränkt ist. Zur Sicherstellung schneller Konvergenz der DSK bietet sich eine Aktualisierung der gespeicherten Prozessparameter durch beim Einrichten der Maschine identifizierte an.

Messungen zur Amplitudenabhängigkeit der Prozessparameter und zu den Wechselwirkungen zwischen verschiedenen Ordnungen zeigen, dass der Referenzprozess ein nahezu lineares Kleinsignalverhalten im für die Kompensation der nichtganzzahligen Ordnungen relevanten Stellgrößenbereich aufweist. Die bei der Herleitung der Kompensationsverfahren getroffene Annahme eines linearen Prozesses ist für den Referenzprozess daher gerechtfertigt.

Als für die DSK relevante Prozesseinschwingzeit wurden 0,02 s gemessen.

6 Versuchsergebnisse

6.1 Überblick

Dieses Kapitel stellt einige Ergebnisse der Versuche zur selektiven Kompensation von Schwingungen bekannter Ordnung vor.

Dabei wurde die auf einem externen Modell basierende geregelte DSK nach Abschnitt 2.3 untersucht, welche die Stellgröße u als Summe harmonischer Schwingungen beschreibt und bei der die Regelung iterativ im Frequenzbereich auf Basis komplexer Amplituden erfolgt, deren Messung Kapitel 3 behandelt.

Zum Vergleich wurde auch die auf dem Inneren-Modell-Prinzip basierende SKIM nach Kapitel 4 untersucht, bei welcher sich der Regler als Parallelschaltung von Kompensatoren ergibt, die jeweils der Laplace-Transformierten einer Schwingung einer Kompensationsfrequenz entsprechen.

Auf einem *Rapid Control Prototyping-System* der Firma dSPACE (HANSELMANN, 1998) wurden DSK und SKIM mit MATLAB/Simulink (MATHWORKS, 2000) implementiert und zur Steigerung der Wiederholgenauigkeit bei der Bogendruckmaschine aus Abb. 1.15 mit zwei mechanisch entkoppelten Druckwerksgruppen eingesetzt. Die Ausführung der Kompensation erfolgte dabei gemeinsam mit den Winkelregelungen auf einer DS1004-Karte mit DEC Alpha AXP 21164-Prozessor (500 MHz, 1 000 MFlops).

Nachfolgend werden zunächst die durch Kompensation erreichten Verringerungen der Passerschwankungen im eingeschwungenen Zustand vorgestellt. Die Ergebnisse im stationären Betrieb umfassen dabei Messungen des Zylinderpassers und des Bogenpassers. Ein Vergleich dieser aus Zylindermessungen und Bogenmessungen berechneten Passerdaten ermöglicht die Verifikation des eingangs vorgestellten Passermodells.

Bei den anschließend präsentierten Ergebnissen dynamischer Untersuchungen werden die sich mit den Kompensationsverfahren ergebenden Einschwingvorgänge an Hand des Zylinderpasserverlaufs nach Aktivierung der Kompensation mit den Anforderungen zweier Szenarien beim Betrieb der Druckmaschine verglichen.

Den Abschluss des Kapitels bildet ein direkter Vergleich beider Kompensationsverfahren auf Basis der erzielten Versuchsergebnisse und für ihren Einsatz relevanter praktischer Aspekte.

6.2 Stationäre Genauigkeit

6.2.1 Ziele

Gegenstand der Untersuchungen zur stationären Genauigkeit ist die mit den Kompensationsverfahren erreichte Wiederholgenauigkeit im eingeschwungenen Zustand bei konstanter Druckgeschwindigkeit.

Als Grenzwert der primären Zielgröße *Standardabweichung des Bogenpassers* wurde in Kapitel 1 zur Vermeidung von Dublieren $5\text{ }\mu\text{m}$ genannt. Dieser Grenzwert ist auch für die gemäß einfachem Passermodell aus gemessenen Zylinderwinkeln berechnete sekundäre Zielgröße *Standardabweichung des Zylinderpassers* gültig. Diese Satisfizierungsbedingung stellt eine Mindestqualität sicher, gegenüber der geringere Passerschwankungen Qualitätsverbesserungen ermöglichen. Über die Einhaltung des Grenzwerts hinaus, werden deshalb möglichst geringe Standardabweichungen angestrebt.

Neben dieser absoluten Qualitätsbeurteilung sind auch die mit den Kompensationsverfahren erreichten Qualitätsverbesserungen von Interesse. Die Ergebnisse mit Kompensation sind deshalb denen ohne Kompensation gegenübergestellt.

6.2.2 Diskrete Schwingungskompensation

Die Versuchsergebnisse der DSK wurden mit geschwindigkeitsabhängig ausgewählten Kompensationsordnungen sowie vorab geschwindigkeitsabhängig identifizierten und gespeicherten Prozessparametern erzielt. Während ohne Kompensation die Schwankungen des Zylinderpassers stets zu groß waren, wurde mit DSK dessen Standardabweichung bei allen Druckgeschwindigkeiten unter $5\text{ }\mu\text{m}$ gesenkt.

Die Wirkung der Kompensation wird am Beispiel der im einführenden Abschnitt 1.2 bereits vorgestellten Messung bei $12\,000\text{ D/h}$ und einer Vergleichsmessung mit Kompensation verdeutlicht.

In Abb. 6.1 ist links das Ordnungsspektrum des Differenzwegs d ohne Kompensation dargestellt und rechts das mit Kompensation der Ordnungen 0,5; 3,16; 3,18; 4,5; 5,86; 6,36; 6,5 und 6,86. Die im Spektrum noch enthaltenen Amplituden der kompensierten Ordnungen sind vernachlässigbar. Zur Fokussierung auf die störenden Spektralanteile erfolgt die Darstellung jeweils ohne ganze Ordnungen.

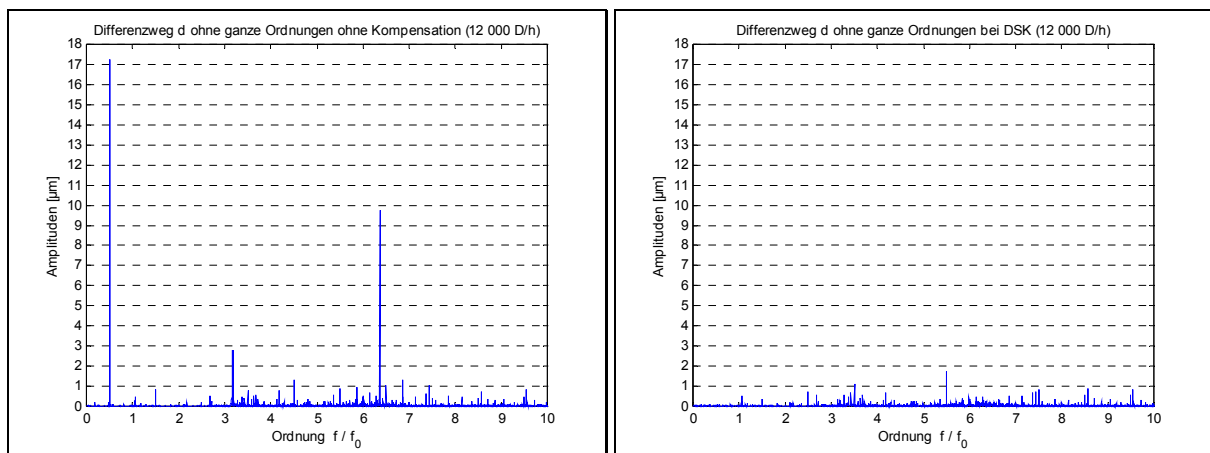


Abb. 6.1: Wirkung der DSK auf das Ordnungsspektrum des Differenzwegs d

Abb. 6.2 ist die Wirkung der Kompensation auf die gemessenen komplexen Amplituden der Kompensationsordnungen zu entnehmen. Durch die Kompensation werden sie zum Ursprung der komplexen Ebene verschoben. Zu beachten ist die unterschiedliche Skalierung der Darstellungen in Abb. 6.2.

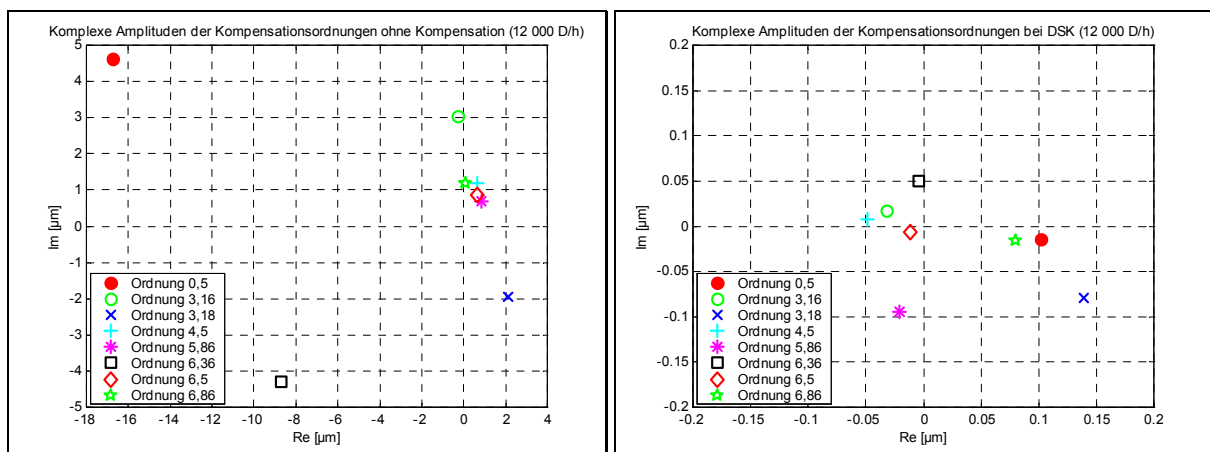
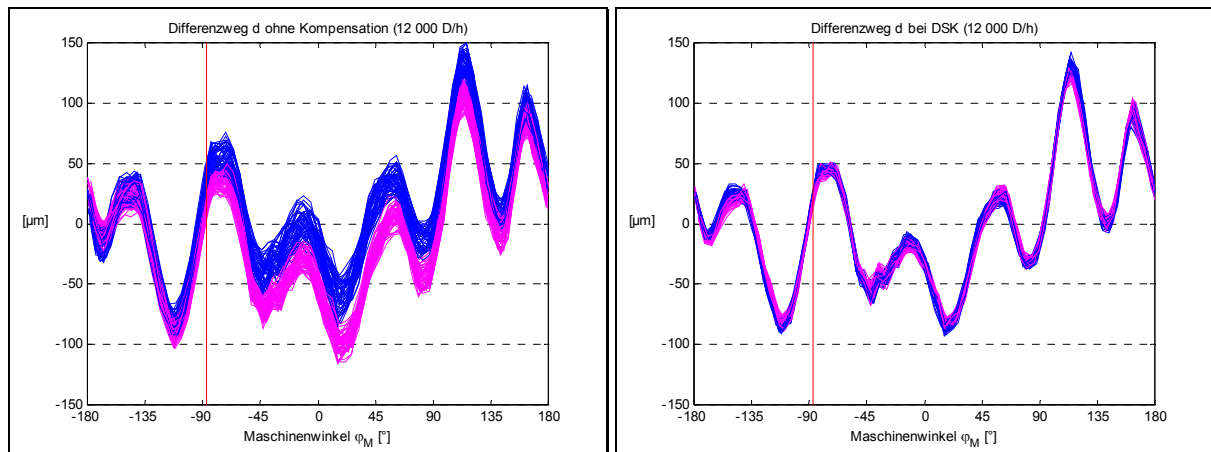


Abb. 6.2: Wirkung der DSK auf die komplexen Amplituden der Kompensationsordnungen

In Abb. 6.3 ist der über 100 Umdrehungen aufgezeichnete Differenzweg d entsprechend Abb. 1.9 über den Maschinenwinkel φ_M aufgetragen. Geringe Abweichungen zwischen den die einzelnen Umdrehungen repräsentierenden Linien von jeweils -180° bis $+180^\circ$ bedeuten eine hohe Wiederholgenauigkeit, so dass die Steigerung der Wiederholgenauigkeit durch die Kompensation mit einer verringerten Breite der Linienschar einhergeht.

Abb. 6.3: Wirkung der DSK auf den Differenzweg d

Relevant für eine wiederholgenaue Bogenübergabe sind in Abb. 6.3 nur die Werte des Differenzwegs d am Bogenübergabewinkel $\varphi_{\text{Ü}}$, welche den Schnittpunkten der eingezeichneten senkrechten Geraden mit den Messkurven entsprechen.

Mittelwertbefreit sind dies die in Abb. 6.4 für jeweils 100 aufeinanderfolgende Umdrehungen dargestellten Werte des Zylinderpassers. Ihre Standardabweichung σ wurde durch die Kompensation von 11,40 μm auf 2,96 μm reduziert.

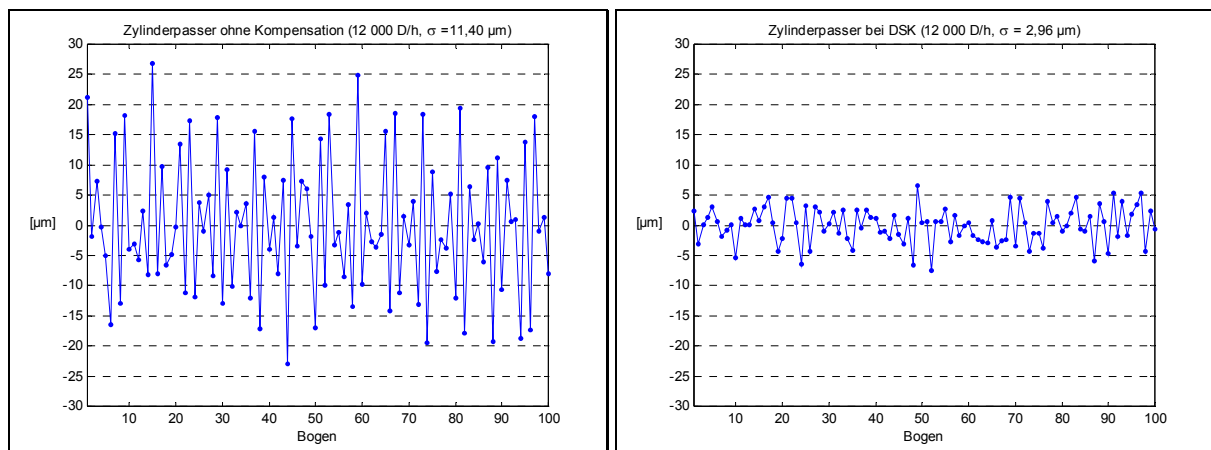
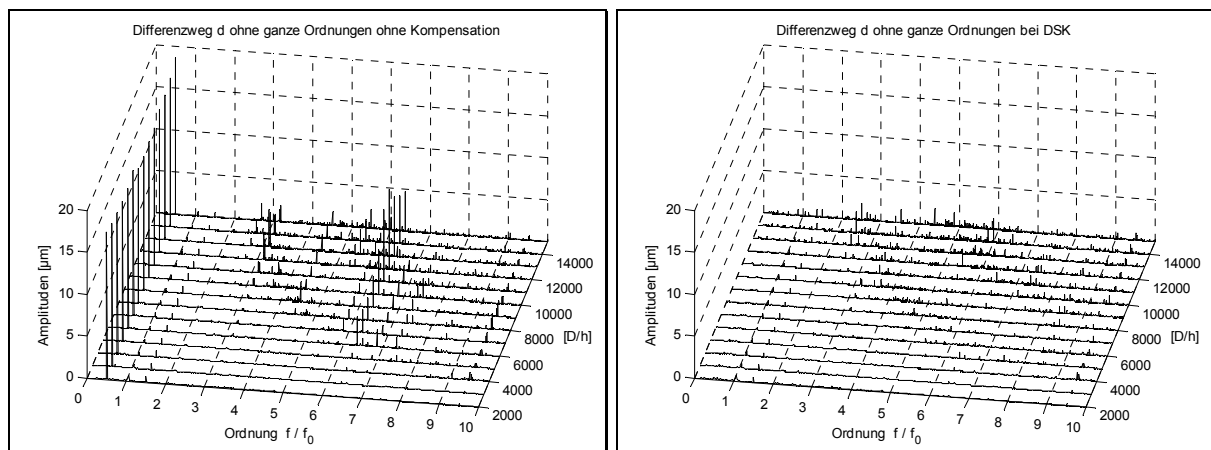


Abb. 6.4: Wirkung der DSK auf den Zylinderpasser

Den Ordnungsdiagrammen in Abb. 6.5 lässt sich die Wirkung der Kompensation auf die Ordnungsspektren des Differenzwegs d bei verschiedenen Geschwindigkeiten entnehmen. Gegenüber dem Fall ohne Kompensation links wurden im Diagramm rechts jeweils die bis zu acht dominierenden nichtganzzahligen Ordnungen kompensiert und dabei weitgehend eliminiert.

Abb. 6.5: Wirkung der DSK auf das Ordnungsdiagramm des Differenzwegs d

6.2.3 Schwingungskompensation mit internem Modell

Auch mit der SKIM kann die Wiederholgenauigkeit erheblich gesteigert werden. Ihr im Vergleich zur DSK geringerer Rechenzeitbedarf wurde bei den Versuchen zur Kompensation auch aller ungeradzahigen Oberschwingungen der Ordnung 0,5 bis zur Ordnung 12,5 genutzt. Die vorgestellten Ergebnisse der SKIM ohne Drucken wurden demzufolge mit Kompensation der 18 Ordnungen aus Tabelle 6.1 erzielt.

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
r_i	0,5	1,5	2,5	3,16	3,18	3,5	4,5	5,5	5,86	6,36	6,5	6,86	7,5	8,5	9,5	10,5	11,5	12,5

Tabelle 6.1: Kompensationsordnungen bei der SKIM

Bei den stationären Untersuchungen war die Kompensation entsprechend Kapitel 4 mit kleinen Verstärkungsfaktoren K_H parametrisiert. Im eingeschwungenen Zustand entspricht die Kompensationswirkung daher jener der DSK. In Abb. 6.6 sind die Ordnungsdiagramme des Differenzwegs d ohne ganze Ordnungen ohne und mit Kompensation für Geschwindigkeiten von 2 000 D/h bis 15 000 D/h einander gegenübergestellt. Durch die Kompensation werden die Spektralanteile der Kompensationsordnungen bei allen Geschwindigkeiten asymptotisch vollständig eliminiert.

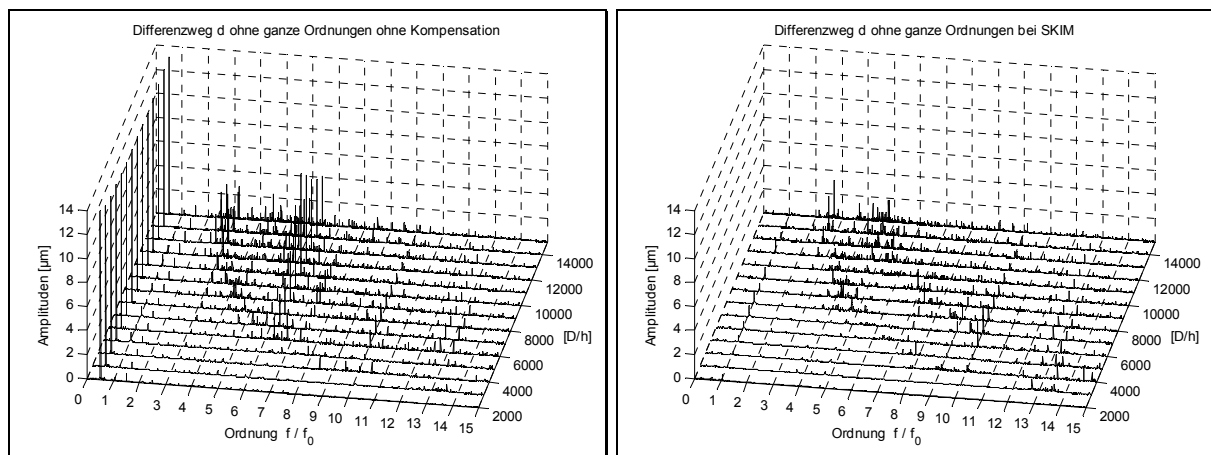


Abb. 6.6: Wirkung der SKIM auf das Ordnungsdiagramm des Differenzwegs d

Detaillierter lässt sich die Kompensationswirkung dem Vergleich der Ordnungsspektren des Referenzprozesses in Abb. 6.7 entnehmen, welche mit den Spektren bei 12 000 D/h in Abb. 6.6 übereinstimmen. Während die Kompensationsordnungen durch die SKIM nahezu ausgelöscht werden, sind die Auswirkungen auf andere Frequenzbereiche vernachlässigbar, was die Analogie zur DSK bestätigt.

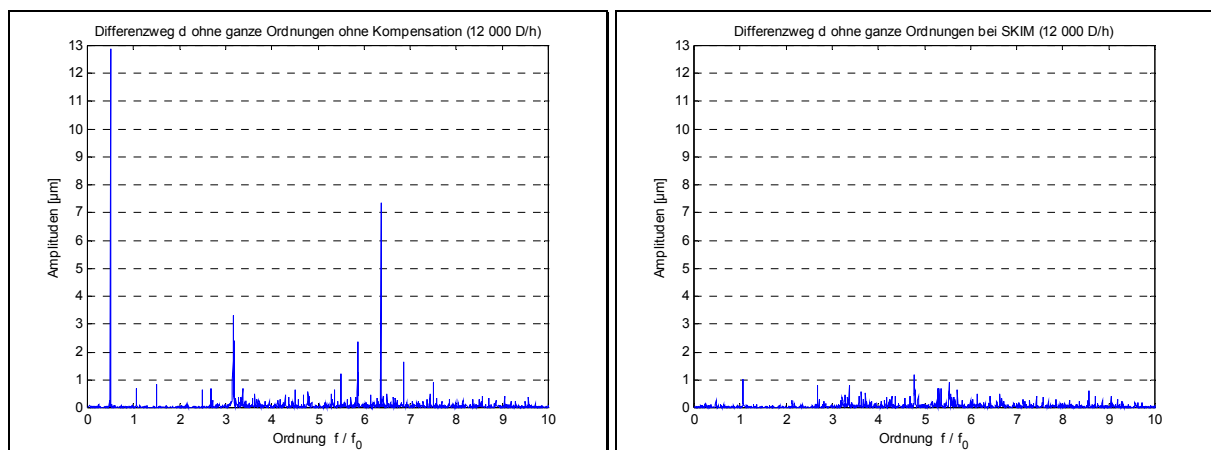


Abb. 6.7: Wirkung der SKIM auf das Ordnungsspektrum des Differenzwegs d

In Abb. 6.8 ist der über 100 Umdrehungen aufgezeichnete Differenzweg d über den Maschinenwinkel aufgetragen, links wieder ohne und rechts mit Kompensation. Die schmälere Kurvenschar rechts belegt bereits qualitativ die Steigerung der Wiederholgenauigkeit durch die Kompensation der 18 Ordnungen.

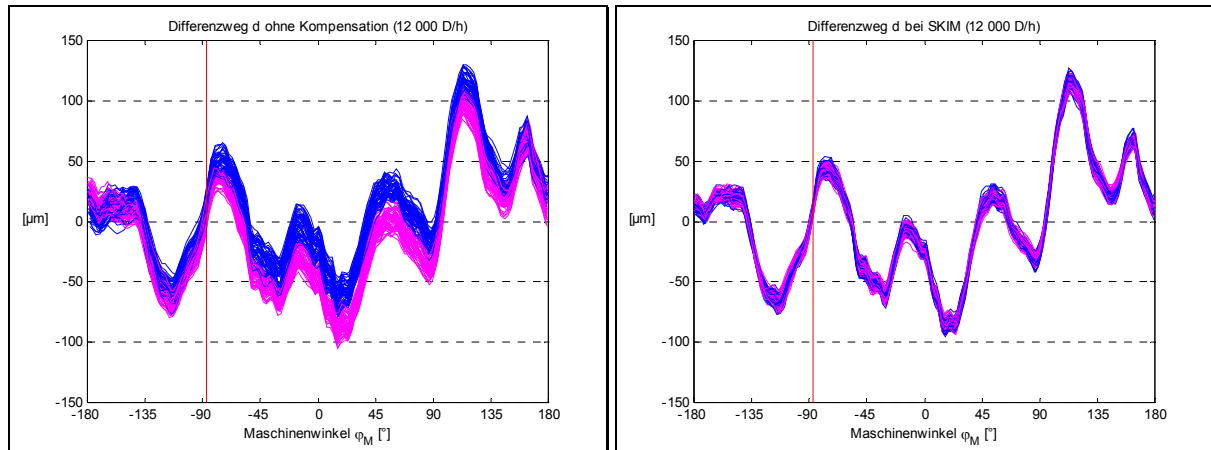


Abb. 6.8: Wirkung der SKIM auf den Differenzweg d

Die senkrechte Gerade in Abb. 6.8 markiert wieder den Winkel der Bogenübergabe zwischen den entkoppelten Zylindern, an dem die Werte des Differenzwegs d mittelwertbefreit den Zylinderpasser ergeben. In Abb. 6.9 ist dieser für die jeweils 100 aufeinanderfolgenden Umdrehungen aus Abb. 6.8 dargestellt. Durch die Kompensation wurde dessen Standardabweichung σ von $7,96 \mu\text{m}$ auf $3,27 \mu\text{m}$ reduziert. Demnach ist auch die SKIM zur Sicherstellung der geforderten Wiederholgenauigkeit geeignet.

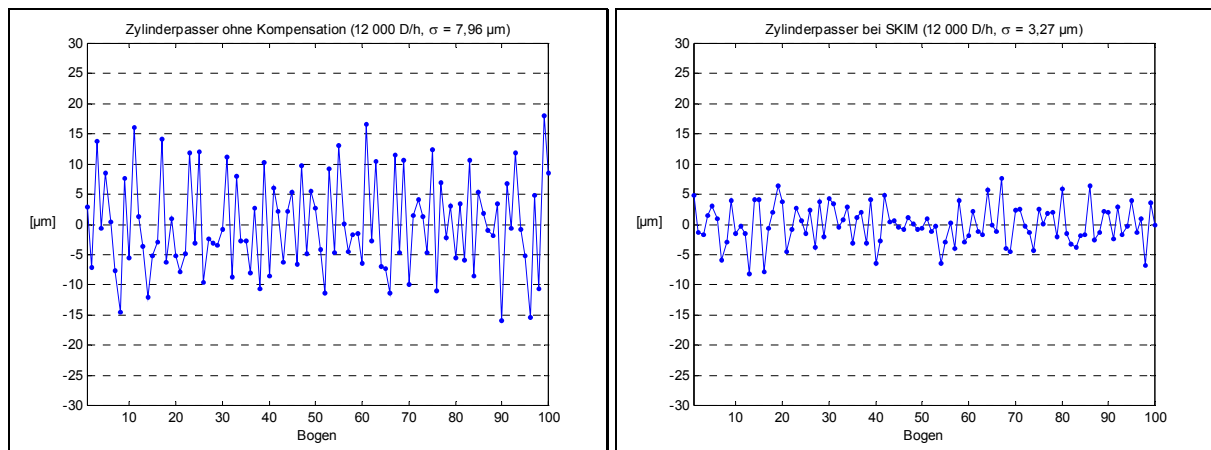


Abb. 6.9: Wirkung der SKIM auf den Zylinderpasser

6.2.4 Druckergebnisse

Das in Abschnitt 1.2 erläuterte Passermodell, nach dem der Zylinderpasser einen Schätzwert für den Bogenpasser darstellt, motivierte zum Einsatz der Schwingungskompensation. Abschnitt 6.2.2 belegte die Eignung der DSK und Abschnitt 6.2.3 die der SKIM, die Standardabweichung des Zylinderpassers unter den Grenzwert von $5 \mu\text{m}$ zu reduzieren.

Zur Verifikation des Passermodells und zur Demonstration der Realisierbarkeit einer Bogendruckmaschine gemäß Abb. 1.15 mit Hilfe der Schwingungskompensation wurden auch Druckversuche im stationären Betrieb bei verschiedenen Druckgeschwindigkeiten ausgeführt.

Im Folgenden wird der bisher betrachtete Zylinderpasser dem in der Mitte der Vorderkante der bedruckten Bogen gemessenen Bogenpasser gegenübergestellt. Dargestellt sind die korrespondierenden Messwerte von jeweils 30 aufeinanderfolgenden Bogen. Unter Berücksichtigung des Aufwands zur manuellen Vermessung der Druckbogen ist der gewählte Stichprobenumfang von 30 Bogen ein geeigneter Kompromiss zwischen hoher statistischer Signifikanz eines Experiments und geringem Aufwand zu dessen Durchführung.

Bei 12 000 D/h ohne Kompensation links in Abb. 6.10 ist eine relativ gute Übereinstimmung zwischen Zylinderpasser und Bogenpasser gegeben. Dennoch treten teilweise Abweichungen von mehr als 5 μm zwischen korrespondierenden Messwerten auf, die sich durch verschiedene Ursachen erklären lassen:

- Der Bogenpasser wird durch alle vier Übergaben zwischen den Druckzylindern der getrennten Druckwerke beeinflusst, während der Zylinderpasser nur die Übergabe zwischen den beiden getrennten Zylindern berücksichtigt.
- Da sich die Zylinderumfänge bei 12 000 D/h zwischen zwei Abtastzeitpunkten um etwa 3 mm weiterbewegen, weicht trotz Interpolation der berechnete vom tatsächlichen Differenzweg d ab, woraus Messfehler des Zylinderpassers resultieren.
- Elastische Verformungen der Zylinder führen zu Abweichungen zwischen an den Zylinderseiten gemessenen Winkeln und für den Bogenpasser relevanten Winkeln in der Mitte der Zylinder.
- Gemeinsam mit elastischen Verformungen der die Greifer verbindenden Greiferbrücken verursachen sie zudem Abweichungen zwischen angenommenem Bogenübergabewinkel φ_U und tatsächlichem Greiferschlusswinkel.

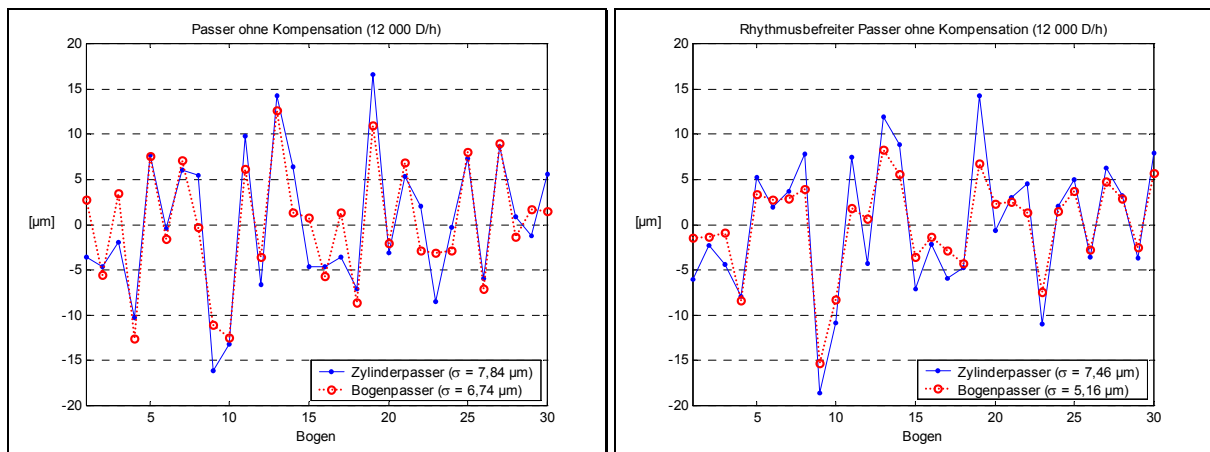


Abb. 6.10: Passer ohne Kompensation bei 12 000 D/h

Unterschiede in der Einstellung der beiden Greiferbrücken des doppeltgroßen Übergabezylinders zwischen den getrennten Druckwerken werden durch Zylinderwinkelmessung ebenfalls nicht erfasst. Sie verursachen auch bei vollkommener Synchronität aller Zylinder einen Zweier-Rhythmus des Bogenpassers, da die Bogen abwechselnd von einer der beiden Greiferbrücken festgehalten werden. Der aus den Passerwerten χ_ν dreißig aufeinanderfolgender Bogen berechnete Zweier-Rhythmus sei hier vorzeichenbehaftet definiert als

$$R_2 = \frac{1}{30} \sum_{\nu=1}^{30} (-1)^\nu \chi_\nu, \quad (6.1)$$

wobei der erste Bogen stets von der gleichen, eindeutig festgelegten Greiferbrücke der doppeltgroßen Zylinder gehalten werde. Ein solcher Rhythmus im Bogenpasser ist durch

einen geeigneten Rhythmus im Zylinderpasser eliminierbar, dessen geschwindigkeitsabhängige Größe sich in einem Drucktest ermitteln lässt.

Bei geeigneter Vorzeichenfestlegung ist mit Bogenübergabewinkel $\varphi_{\text{Ü}}$ der Beitrag einer Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos r_i(\varphi - \varphi_{\text{Ü}}) \quad (6.2)$$

der Ordnung $r_i = 0,5$ zum Rhythmus R_2 gerade y_{oi} . Über die Führungsgröße der Kompensationsordnung 0,5 ist ein solcher Schwingungsverlauf mit Extrema zu den Bogenübergabewinkeln einstellbar. Die DSK erlaubt gemäß Abb. 2.3 eine Vorgabe der Führungsgröße direkt als komplexe Amplitude w_{oi} , die SKIM nach Abb. 4.1 als harmonische Schwingung w mit komplexer Amplitude w_{oi} .

Um bei abweichenden Zweier-Rhythmen die Vergleichbarkeit von Bogen- und Zylinderpasser zu verbessern, sind in den Abbildungen rechts neben den originalen auch jeweils die vom Zweier-Rhythmus befreiten Passerdaten dargestellt, welche man durch Subtraktion der rein rhythmischen Komponente erhält. Ein Vergleich der angegebenen Standardabweichungen des Zylinderpassers und Bogenpassers mit den entsprechenden rhythmusbefreiten Werten gibt Aufschluss über den Anteil, welche halbe und die übrigen nichtganzzahligen Ordnungen an den auftretenden Passerschwankungen haben. Relevant zur Beurteilung der Druckqualität ist jedoch einzig die Standardabweichung des Bogenpassers.

Diese ist mit $6,74 \mu\text{m}$ beim Drucken mit 12 000 D/h ohne Kompensation zwar inakzeptabel groß, die Standardabweichung des Zylinderpassers mit $7,84 \mu\text{m}$ jedoch deutlich kleiner als die $11,4 \mu\text{m}$ in Abb. 6.4 ohne Drucken. Ursächlich ist der kleinere Zweier-Rhythmus wegen unterschiedlicher Anregungen, welche aus dem differierenden Maschinenzustand resultieren.

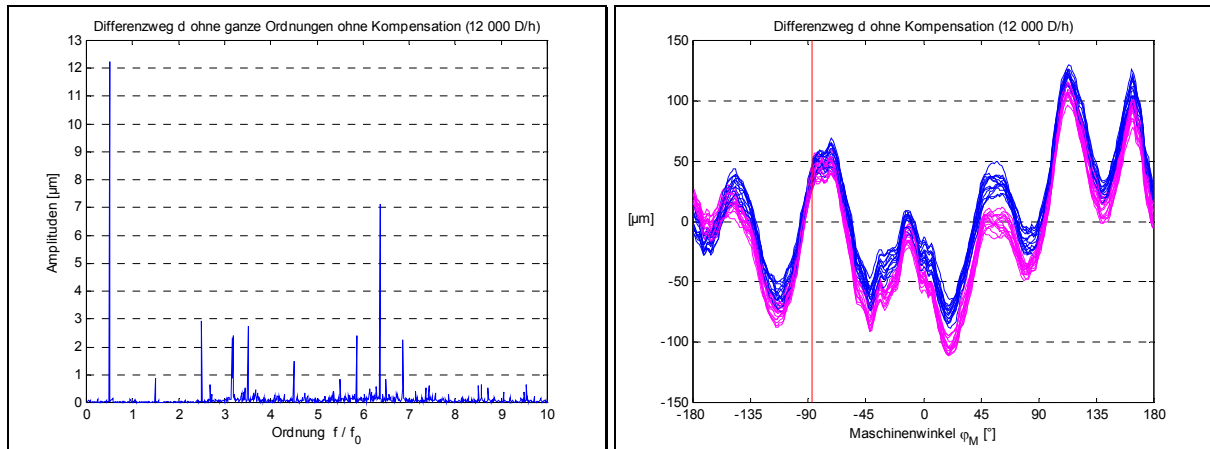


Abb. 6.11: Differenzweg d ohne Kompensation beim Drucken mit 12 000 D/h

Obwohl das Ordnungsspektrum beim Drucken in Abb. 6.11 beträchtliche Anteile der Ordnung 0,5 und auch deren Oberschwingungen zeigt, ist der Zweier-Rhythmus gering, da sich nach dem Verlauf des Differenzwegs d in Abb. 6.11 nahe dem Bogenübergabewinkel ein Schwingungsknoten der überlagerten halben Ordnungen befindet.

Trotz Unterschied zwischen Bogen- und Zylinderpasser, lässt sich bei allen Geschwindigkeiten auch der auf den Bogen gemessene Passer auf das erlaubte Maß reduzieren. In der Regel ist dabei die Standardabweichung des rhythmusbefreiten Bogenpassers sogar geringer als die des rhythmusbefreiten Zylinderpassers, was durch die bereits erwähnte Messungenauigkeit erklärbar ist.

Bei 12 000 D/h reduzierte sowohl die DSK in Abb. 6.12 als auch die SKIM in Abb. 6.13 die Standardabweichung des Bogenpassers von $6,74 \mu\text{m}$ in Abb. 6.10 auf unter $1,9 \mu\text{m}$. Dabei wurden jeweils nur die sechs Ordnungen aus Tabelle 1.1 kompensiert. Bezogen auf die durch

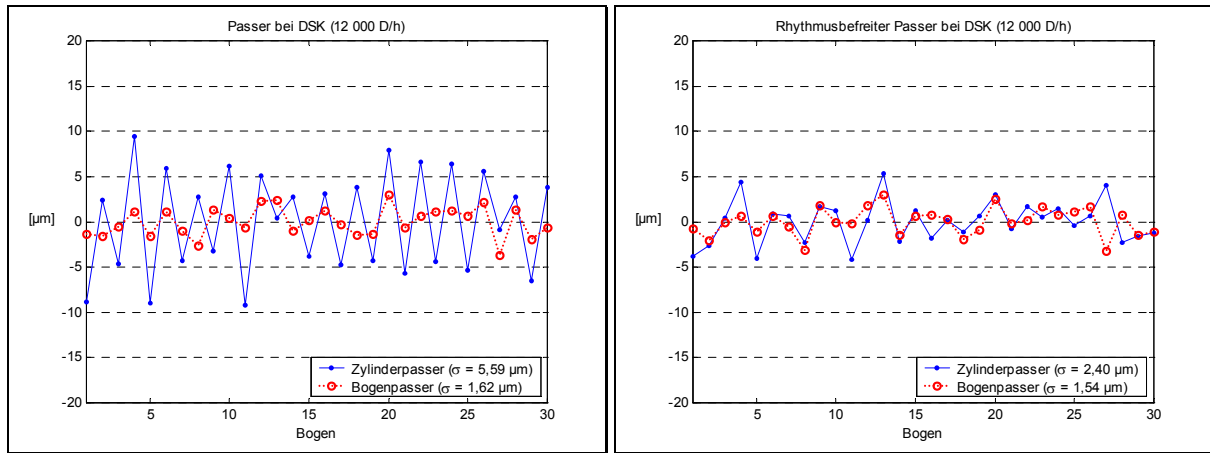


Abb. 6.12: Passer mit DSK bei 12 000 D/h

Kompensation verminderten Passerschwankungen sind die Unterschiede zwischen Bogen- und Zylinderpasser größer, was die Übereinstimmung auch zwischen den rhythmusbefreiten Werten von Bogen- und Zylinderpasser beeinträchtigt.

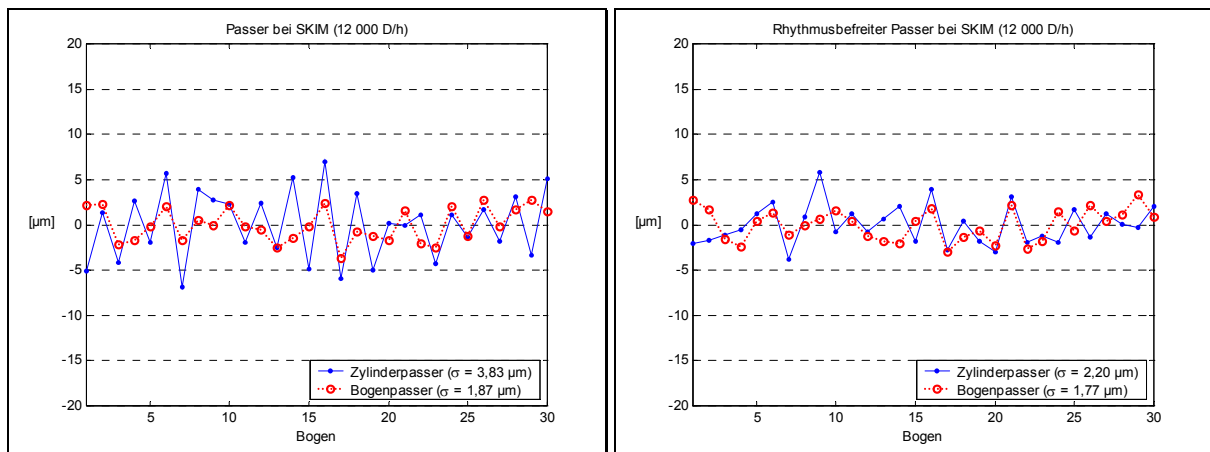


Abb. 6.13: Passer mit SKIM bei 12 000 D/h

Während bei 12 000 D/h ohne Kompensation der rhythmische Anteil der Passerschwankungen äußerst gering ist, stellt dieser bei 5 000 D/h deren Hauptanteil dar, wie die kleine Standardabweichung des rhythmusbefreiten Bogenpassers von 1,87 μm in Abb. 6.14 erkennen lässt.

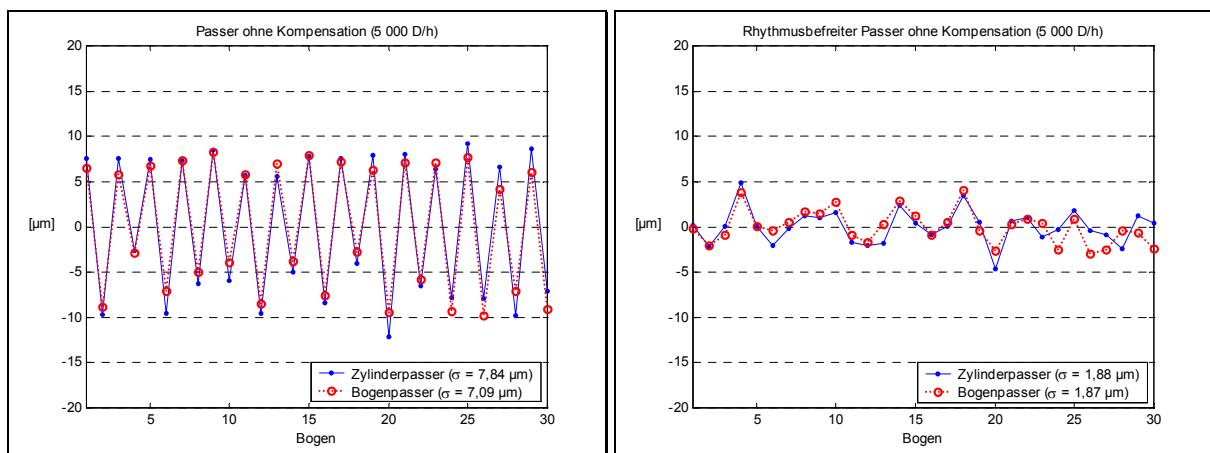


Abb. 6.14: Passer ohne Kompensation bei 5 000 D/h

Bei dieser geringen Geschwindigkeit ist die Drehung der getrennten Zylinder zwischen zwei Abtastzeitpunkten weniger als halb so groß, wie jene bei 12 000 D/h, so dass die oben erwähnten Messfehler kleiner sind. Als Folge ist auch die Abweichung der rhythmusbefreiten Passer bei Kompensation in Abb. 6.15 geringer.

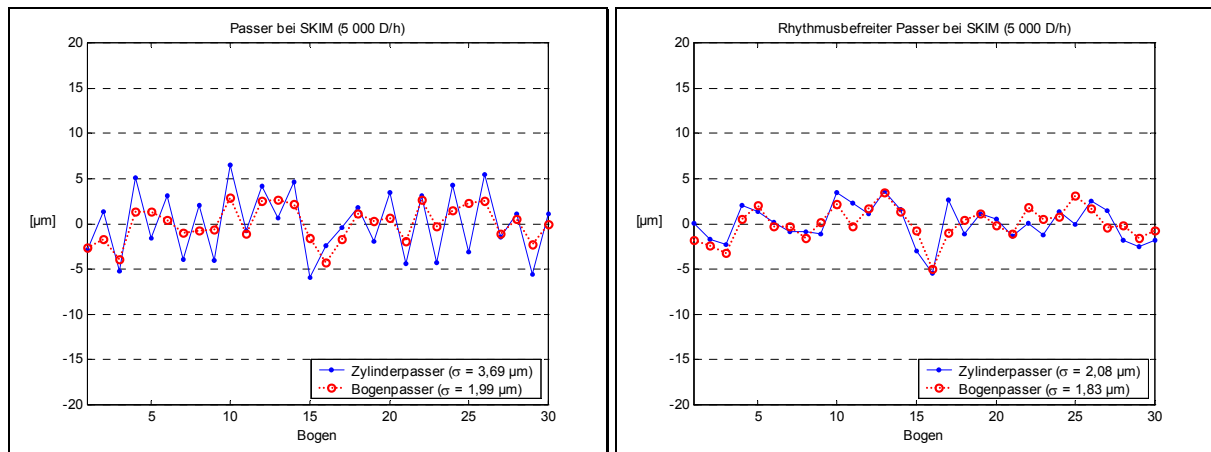


Abb. 6.15: Passer mit SKIM bei 5 000 D/h

Besonders eindrucksvoll sind die durch Kompensation erreichten Verbesserungen, wenn die Bogenübergabe ohne Kompensation in der Nähe des Schwingungsbauchs der überlagerten halben Ordnungen erfolgt, wie es bei 9 100 D/h in Abb. 6.16 der Fall ist.

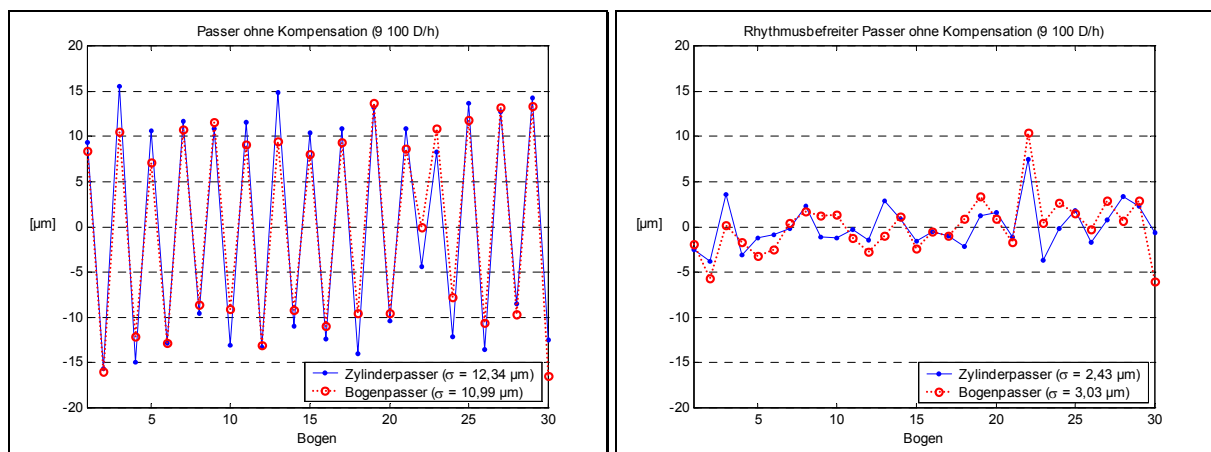


Abb. 6.16: Passer ohne Kompensation bei 9 100 D/h

Kompensation der sechs Ordnungen aus Tabelle 1.1 führt hier nach Abb. 6.17 zu einer Verbesserung der Standardabweichung des Bogenpassers von 10,99 μm auf 2,22 μm . Dabei wird auch die Standardabweichung der rhythmusbefreiten Werte etwas reduziert.

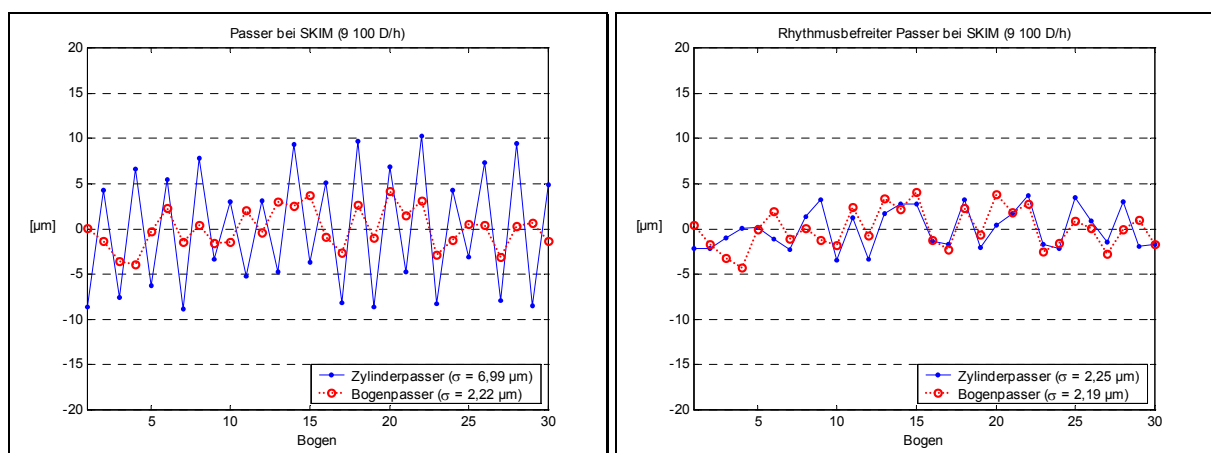


Abb. 6.17: Passer mit SKIM bei 9 100 D/h

Wie Abb. 6.12 bis Abb. 6.17 am Beispiel dreier ausgewählter Druckgeschwindigkeiten belegen, sind bei geeigneter Einstellung des Zweier-Rhythmus im Zylinderpasser mit Schwingungskompensation wiederholgenau bedruckte Bogen erreichbar. Der Einfluss variierender ungeradzahlicher Oberschwingungen der Ordnung 0,5 auf diesen Rhythmus lässt sich durch

deren Kompensation ausschalten. Eine Rhythmusregelung erlaubt den Ausgleich dieses Einflusses jedoch mit wesentlich geringerem Aufwand. Bei den Druckversuchen wurde der Rhythmus zur Laufzeit gemessen und durch Vorgabe eines komplexen Amplitudensollwerts für Kompensationsordnung 0,5 gemäß Gleichung (6.2) als Stellgröße einer überlagerten Rhythmusregelung an den geschwindigkeitsabhängigen Rhythmussollwert angeglichen. Alternativ zur schwingungstechnischen Rhythmusgenerierung ist auch ein mechanischer Abgleich beider Greiferbrücken vorstellbar, der allerdings zusätzlichen Einstellaufwand verursacht.

6.3 Einschwingverhalten

6.3.1 Ziele

Beim Druckprozess wird der Druck bei kleiner Geschwindigkeit angestellt und die Maschine druckend auf die gewählte Fortdruckgeschwindigkeit beschleunigt. Bis auf kleine Ordnungen ist nach Abschnitt 2.7 die Kompensation stark geschwindigkeitsabhängig, so dass in der Regel deren Aktivierung erst bei Erreichen der Fortdruckgeschwindigkeit sinnvoll ist. Neben der Sicherstellung der geforderten stationären Wiederholgenauigkeit ist für den praktischen Einsatz der Kompensation auch die benötigte Zeit von der Aktivierung der Kompensation bis zum Erreichen dieser Wiederholgenauigkeit relevant.

So wie die Passerhaltigkeit gehört zu einem guten Druckergebnis die korrekte Einstellung von Farbe und Feuchtmittel. Beim *Einrichten* der Maschine vor dem Druck des ersten verwendbaren Bogens werden in der Regel Register und das für den Offset-Druckprozess erforderliche Farb-Wasser-Gleichgewicht während des Druckens bei Fortdruckgeschwindigkeit eingestellt. Die Kontrolle der Einstellungen erfolgt durch optische Beurteilung der Druckbogen, während der häufig die Geschwindigkeit der Maschine gesenkt wird. Außer zur Kontrolle der Druckbogen beim Einrichten können Druckunterbrechungen z. B. auch während des Fortdrucks durch Fehler im Papierlauf ausgelöst werden.

Im eingeschwungenen Zustand der geregelten DSK lassen sich die Kompensationsparameter speichern und nach einer Druckunterbrechung wieder herstellen. Auch die SKIM erlaubt analog die winkelbezogene Speicherung der internen Zustände und deren Wiederherstellung nach einer Druckunterbrechung. Interpretiert man nach YAMAMOTO (1993) das Einschwingen der geregelten DSK als Lernen, entspricht die Wiederherstellung des Kompensationszustands der Anwendung des Erlernten, und beide Kompensationsverfahren erlauben die Konservierung des Erlernten zur späteren Anwendung.

Das Einschwingverhalten wird daher differenziert für zwei unterschiedliche Szenarien mit spezifischen Anforderungen an die Einschwingzeit betrachtet. Das erste Szenario ist der eigentliche Einschwingvorgang als Lernprozess beginnend mit dem erstmaligen Erreichen der Fortdruckgeschwindigkeit während des Einrichtens der Maschine. Das zweite Szenario ist die Wiederherstellung des Kompensationszustands als Anwendung des Erlernten bei Erreichen der Fortdruckgeschwindigkeit nach einer Druckunterbrechung. In beiden Szenarien ist ein möglichst schnelles Erreichen der geforderten Wiederholgenauigkeit gewünscht, im zweiten Szenario jedoch nach spätestens 12 Bogen gefordert.

6.3.2 Diskrete Schwingungskompensation

Am Beispiel der Ordnungen 0,5 und 3,16 stellte Abschnitt 3.6 bereits das Einschwingverhalten einzelner Kompensationsordnungen der DSK bei 12 000 D/h vor. Nachfolgend wird nun für 5 000 D/h und die Geschwindigkeit des Referenzprozesses 12 000 D/h das Einschwingen des Zylinderpassers als Gesamtwirkung aller Kompensationsordnungen betrachtet. Diese Ergebnisse wurden mit der Steuerung des Messintervalls nach Abschnitt 3.5 sowie den Zeitparametern $T_{\text{Mmin}} = 0 \text{ s}$, $\Delta T_{\text{M}} = 5 \text{ s}$ und $T_{\text{Mmax}} = 120 \text{ s}$ erzielt.

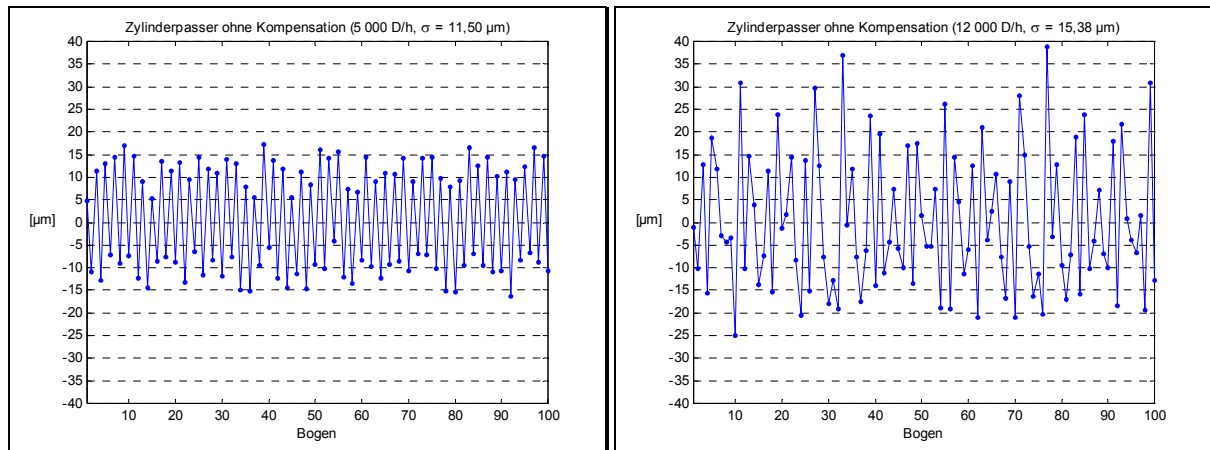


Abb. 6.18: Zylinderpasser ohne Kompensation

Ziel ist die möglichst schnelle Überführung des stationären Zustands ohne Kompensation in Abb. 6.18 in den stationären Zustand mit Kompensation in Abb. 6.19. Um eine gute Vergleichbarkeit der Diagramme zu erreichen, sind deren Ordinatenmaßstäbe gleich und auf den Abszissen jeweils 100 Bogen aufgetragen, die 72 s bei 5 000 D/h entsprechen und 30 s bei 12 000 D/h. Bei 5 000 D/h wurde durch Kompensation der fünf Ordnungen 0,5; 1,5; 6,36; 6,86 und 7,5 die Standardabweichung des Zylinderpassers von 11,50 µm auf 2,78 µm reduziert, bei 12 000 D/h durch Kompensation der sechs Ordnungen aus Tabelle 1.1 von 15,38 µm auf 3,86 µm.

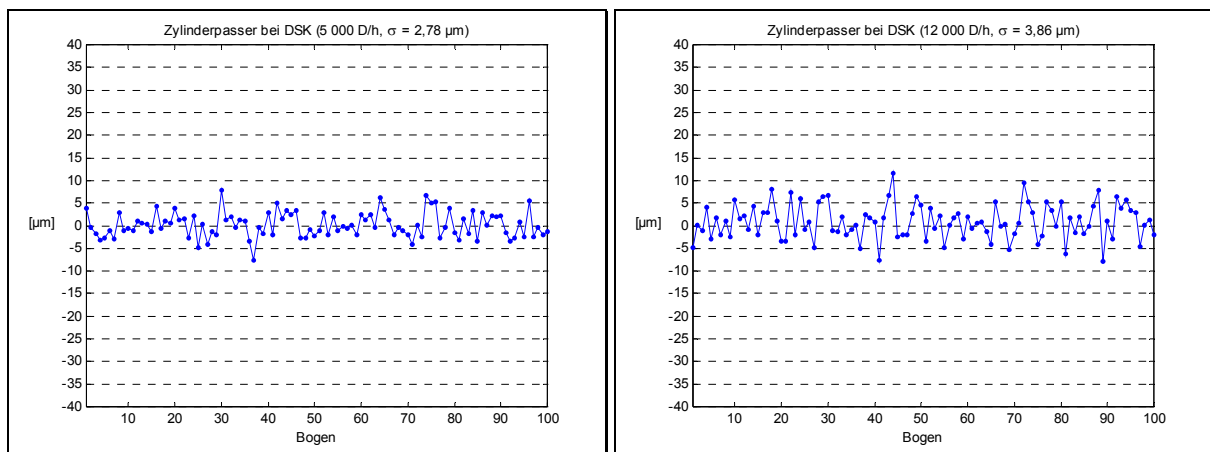


Abb. 6.19: Zylinderpasser bei DSK stationär

Beginnend mit der Aktivierung der geregelten DSK ist in Abb. 6.20 für das erste Szenario ohne Zustandswiederherstellung der Einschwingvorgang zwischen unkompensiertem und kompensiertem Zustand dargestellt. Bei 5 000 D/h führt die rasche Kompensation der gut messbaren Ordnung 0,5 zu einer schnellen Reduktion der Passerschwankungen, da die Amplitude der anderen Kompensationsordnungen nur klein ist. Die Standardabweichung σ über die ersten 100 Passerwerte ist daher mit 3,13 µm bereits unterhalb des Grenzwerts von 5 µm. Bei 12 000 D/h dauert der Einschwingvorgang dagegen länger, bedingt durch die größeren Amplituden der anderen Kompensationsordnungen im Resonanzbereich, und σ ist mit 7,41 µm zu groß.

Die bisher zur Quantifizierung der Passerschwankungen betrachtete Standardabweichung der ersten 100 Passerwerte ist bei Übergangsvorgängen nur bedingt aussagekräftig, da sich die Stärke der Schwankungen im Zeitverlauf ändert. Aufschlussreicher ist, nach wie vielen Bogen die Standardabweichung den Grenzwert von 5 µm unterschreitet oder ein neues Gleichgewicht erreicht.

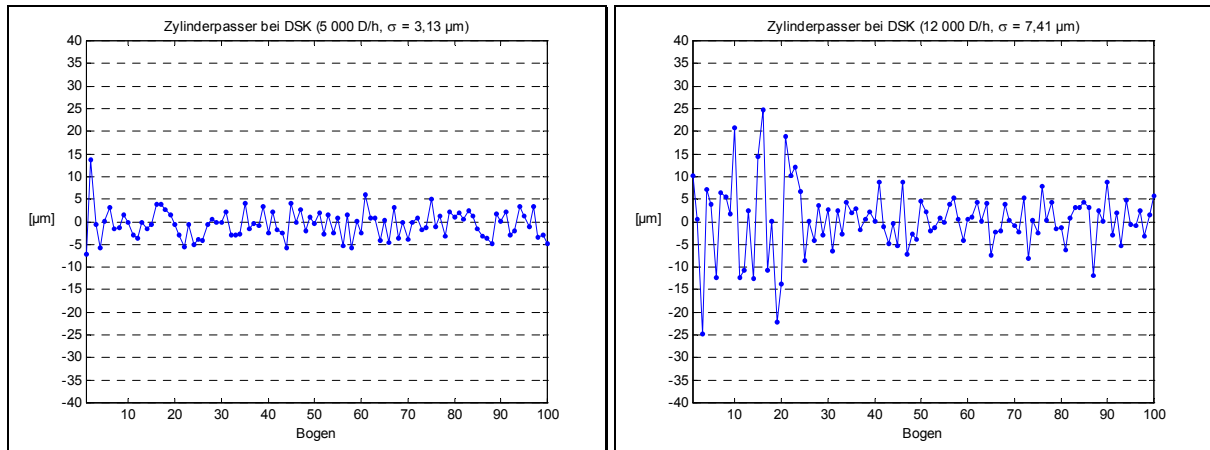


Abb. 6.20: Zylinderpasser beim DSK-Einschwingvorgang ohne Zustandswiederherstellung

Zur Quantifizierung der Dauer des Einschwingvorgangs sind in Abb. 6.21 daher die aus den Passerwerten über Fenster von je 30 Bogen berechneten Standardabweichungen über den Index des jeweils ersten Bogens der Fenster aufgetragen. Die Fenstergröße von 30 Bogen führt zwar zu größeren Schwankungen der Standardabweichung, erlaubt jedoch eine detailliertere Aussage als eine Fenstergröße von 100 Bogen.

Bei 5 000 D/h ist nach Abb. 6.21 der Einschwingvorgang bereits mit dem dritten Bogen nach etwa 2,2 s abgeschlossen, da die Passerstandardabweichung der Bogen 3 bis 32 bereits $2,6 \mu\text{m}$ beträgt. Geringe Geschwindigkeiten erlauben solch kurze Zeiten, weil hier die größten nichtganzzahligen Anregungen unterhalb der Resonanzfrequenzen liegen, und deshalb die geforderte Genauigkeit bereits durch Kompensation der schnell messbaren Ordnung 0,5 erreicht wird. Bei 12 000 D/h bleibt die Standardabweichung dagegen erstmals mit Bogen 24 nach 7,2 s deutlich unter $5 \mu\text{m}$, da eine Amplitudenreduktion der synchron kompensierten Ordnungen gemäß Abschnitt 3.5 erst nach 23 Umdrehungen erfolgt. Aufgrund Fehlerkorrektur wird dabei die Periodendauer der Schwebung zwischen Ordnung 3,16 und 3,18 von 12,3 s unterschritten. Die erreichte Einschwingzeit ist kürzer als der Einrichtungsvorgang einer Bogendruckmaschine und daher für das erste Szenario akzeptabel.

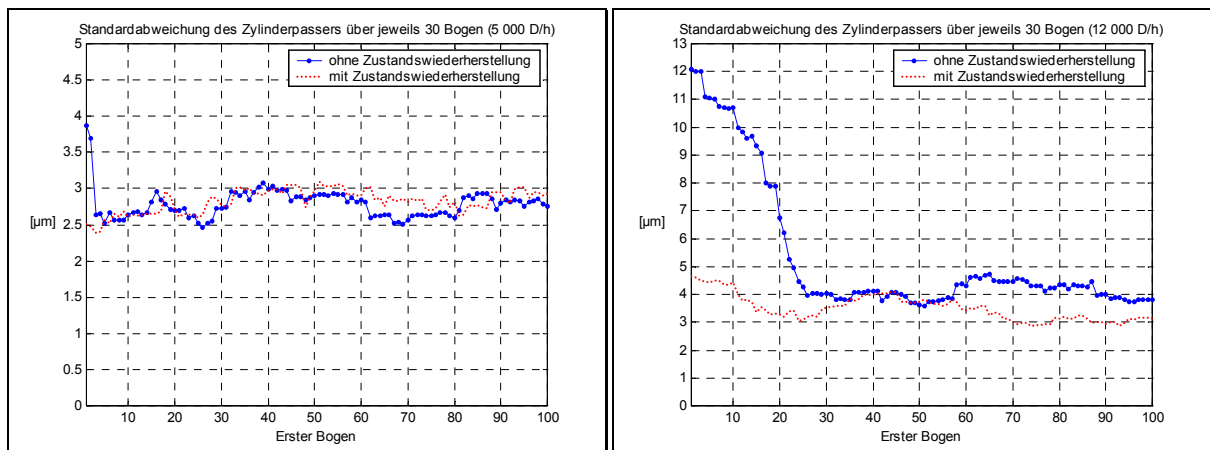


Abb. 6.21: Passerstandardabweichung beim DSK-Einschwingvorgang

Nach Druckunterbrechungen kann die Kompensation direkt mit den zuvor im eingeschwungenen Zustand ermittelten Kompensationsparametern beginnen. Der Übergang zwischen unkompensiertem und kompensiertem Zustand ist in Abb. 6.22 für das zweite Szenario mit Zustandswiederherstellung dargestellt, beginnend mit der Wiederherstellung der Kompensationsparameter. Die vor einer Druckunterbrechung bei geregelter DSK im eingeschwungenen Zustand gespeicherten Werte wurden dabei als Kompensationsparameter einer gesteuerten DSK verwendet.

Aufgrund der nach Abschnitt 5.4 geringen Prozesseinschwingzeit von 0,02 s ist in Abb. 6.22

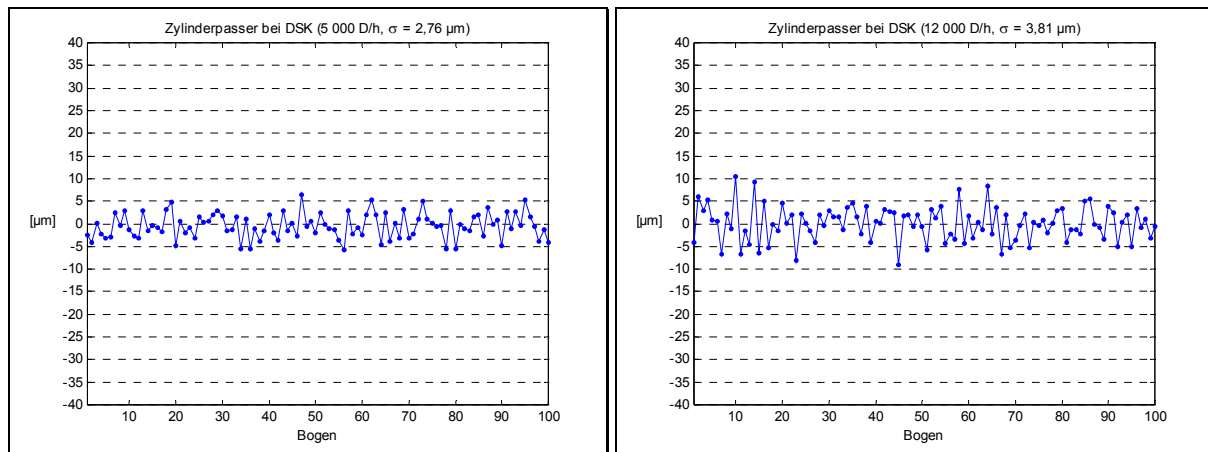


Abb. 6.22: Zylinderpasser beim DSK-Einschwingvorgang mit Zustandswiederherstellung

kein Einschwingvorgang zu erkennen, und die Standardabweichungen der ersten 100 Passerwerte sind nicht größer als jene im eingeschwungenen Zustand in Abb. 6.19. Auch bleibt die über Fenster von jeweils 30 Bogen berechnete Standardabweichung mit Zustandswiederherstellung nach Abb. 6.21 vom ersten Bogen an im Rahmen der Schwankungen des eingeschwungenen Zustands.

Abb. 6.22 ist zu entnehmen, dass mit konstanten Kompensationsparametern nach der Zustandswiederherstellung schnell eine gute Kompensation erreicht wird. Beginnt die geregelte DSK mit diesen Kompensationsparametern als Startwerten und durch $T_{\text{Mmin}} = T_{\text{Mmax}}$ mit maximalen Längen der Messintervalle, stellt sich bereits nach der Prozesseinschwingzeit ein stationärer Zustand ein. Die DSK erfüllt somit die Anforderungen beider Szenarien an die Einschwingzeit.

6.3.3 Schwingungskompensation mit internem Modell

Das Einschwingverhalten einzelner Kompensationsordnungen der SKIM wurde bereits in Kapitel 4 an Hand der Ausgangssignale der Kompensatoren bei 5 000 D/h vorgestellt. Die Gesamtwirkung der Kompensation aller 18 Ordnungen aus Tabelle 6.1 auf den Zylinderpasser wird im Folgenden wieder für 5 000 D/h sowie die Geschwindigkeit des Referenzprozesses 12 000 D/h gezeigt.

Bei Kompensation waren die ganzen Ordnungen jeweils durch periodische Subtraktion im Eingangssignal der Kompensatoren reduziert und stationär die Verstärkungsfaktoren $K_{\phi} = 25$ und $K_{\omega} = 0,125$ eingestellt. Gewünscht ist die möglichst schnelle Überführung des stationären Zustands ohne Kompensation in Abb. 6.23 in den stationären Zustand mit Kompensation in Abb. 6.24. Die Darstellung der Diagramme entspricht der aus Abschnitt 6.3.2. Bei 5 000 D/h sinkt die Standardabweichung über 100 Passerwerte durch die Kompensation von $11,38 \mu\text{m}$ auf $2,47 \mu\text{m}$, bei 12 000 D/h von $14,68 \mu\text{m}$ auf $2,82 \mu\text{m}$.

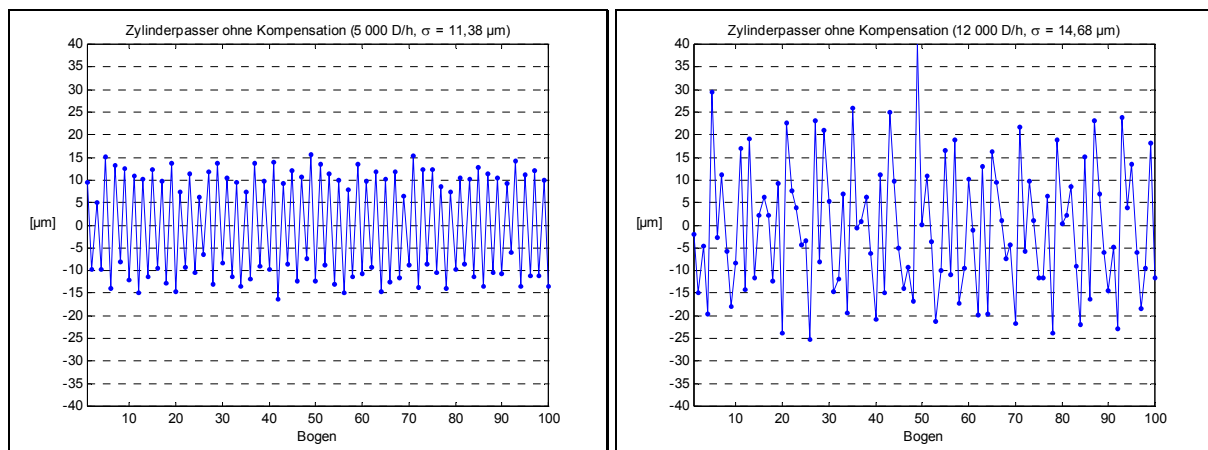


Abb. 6.23: Zylinderpasser ohne Kompensation

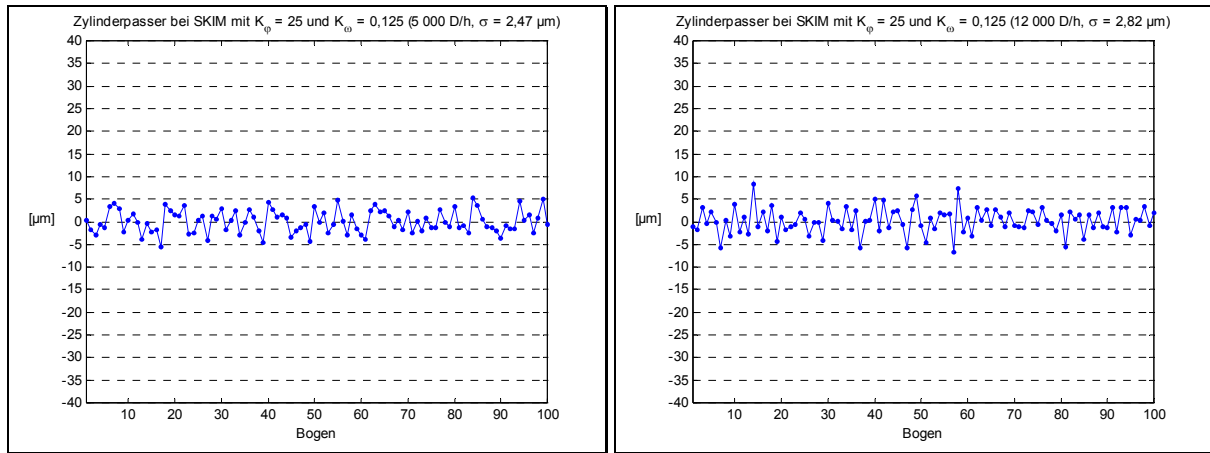


Abb. 6.24: Zylinderpasser bei SKIM stationär

Der Einschwingvorgang zwischen unkompensiertem und kompensiertem Zustand ist für das erste Szenario ohne zusätzliche Maßnahmen in Abb. 6.25 ab Aktivierung der Kompensation dargestellt. Die Standardabweichung über die ersten 100 Passerwerte ist selbst bei 5 000 D/h mit $6,19 \mu\text{m}$ zu groß und bei 12 000 D/h mit $11,61 \mu\text{m}$ fast so groß, wie im unkompensierten Fall. Deutlich ist der mit den Verstärkungsfaktoren $K_\phi = 25$ und $K_\omega = 0,125$ lange Einschwingvorgang der Kompensation zu erkennen, der bei 12 000 D/h mehr als 400 Umdrehungen dauert.

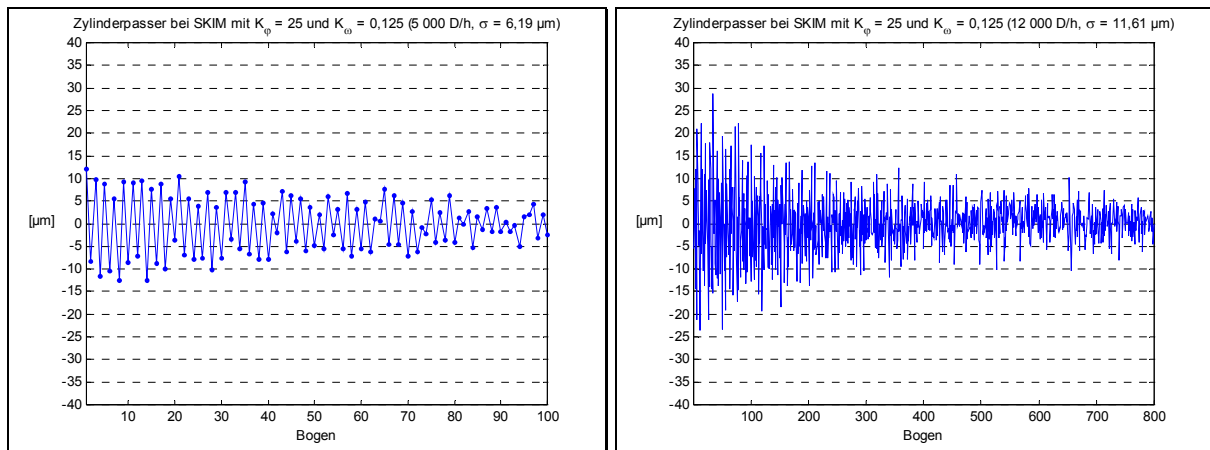


Abb. 6.25: Zylinderpasser beim SKIM-Einschwingvorgang ohne Zustandswiederherstellung

Der zugehörige Verlauf der über Fenster von je 30 Bogen berechneten Standardabweichungen ist in Abb. 6.26 über den Index des jeweils ersten Bogens der Fenster aufgetragen. Er bleibt bei 5 000 D/h erst nach etwa 50 Bogen und bei 12 000 D/h sogar erst nach mehr als 400 Bogen signifikant unter $5 \mu\text{m}$ und ist damit deutlich schlechter, als der mit DSK in Abb. 6.21.

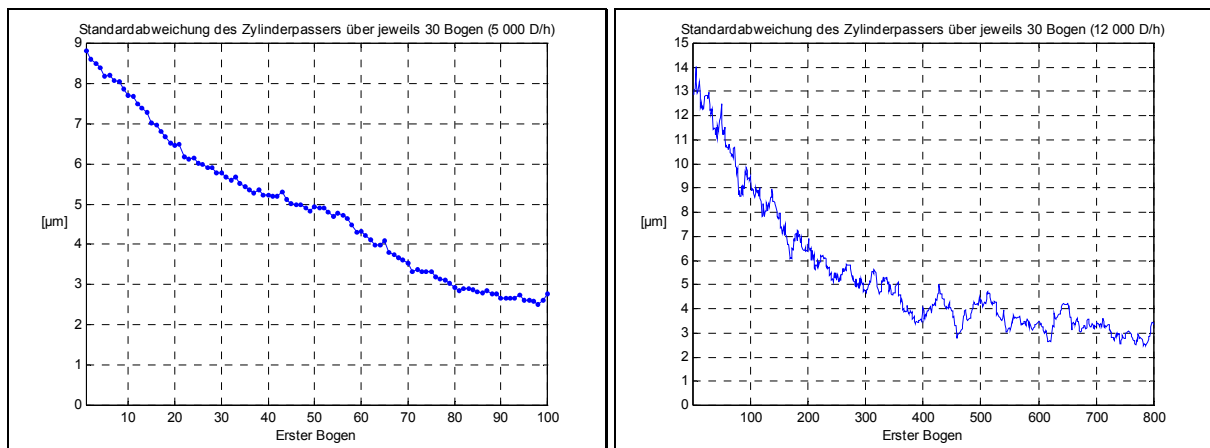


Abb. 6.26: Passerstandardabweichung beim SKIM-Einschwingvorgang ohne Zustandswiederherstellung

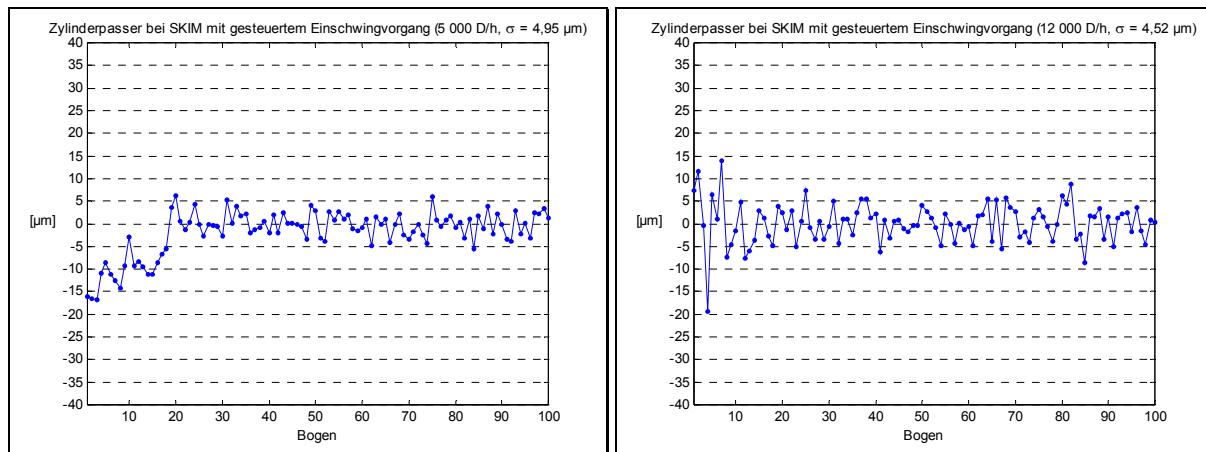


Abb. 6.27: Zylinderpasser beim gesteuerten SKIM-Einschwingvorgang

Der gleiche Einschwingvorgang für das erste Szenario, jedoch mit nach Abschnitt 4.6 gesteuerten Verstärkungsfaktoren K_φ und K_ω ist in Abb. 6.27 dargestellt. Nach einem Einschwingvorgang von 10 s mit $K_\varphi = 625$ und $K_\omega = 3,125$ wurden die Verstärkungsfaktoren dabei in weiteren 10 s mit konstanter Änderungsrate auf die Werte $K_\varphi = 25$ und $K_\omega = 0,125$ verringert. Der Verlauf von K_φ wurde bereits in Abb. 4.16 vorgestellt. Durch diese Maßnahme wird der Übergang zum stationären Zustand mit Kompensation gegenüber Abb. 6.25 erheblich beschleunigt. Die Standardabweichung der ersten 100 Passerwerte sinkt auf 4,95 µm bei 5 000 D/h und 4,52 µm bei 12 000 D/h.

Der Verlauf der über Fenster von jeweils 30 Bogen berechneten Standardabweichung σ in Abb. 6.28 bestätigt, dass die Steuerung des Verstärkungsfaktors eine deutlich schnellere Absenkung der Passerschwankungen auf das Niveau des eingeschwungenen Zustands erlaubt. Bei 12 000 D/h sinkt σ erstmals beim neunten Bogen unter 4 µm, bei 5 000 D/h erreicht die Standardabweichung beim achtzehnten Bogen 2,6 µm. Für das erste Szenario, dem Einschwingen beim Einrichtvorgang einer Bogendruckmaschine, reichen diese Werte aus.

Durch den Einfluss der Kompensation auf die ganzen Ordnungen im Differenzweg d und speziell deren Wirkung zum Winkel der Bogenübergabe kann bei großen Verstärkungsfaktoren eine Verschiebung des Passermittelwerts resultieren. Im eingeschwungenen Zustand der Kompensation wirkt sich diese auf den betrachteten mittelwertbefreiten Passer nicht aus. Bei gesteuerter Absenkung der Verstärkungsfaktoren führen jedoch Änderungen der Mittelwertverschiebung zu Passerschwankungen, wie sie in Abb. 6.27 bei 5 000 D/h auftreten. Eine andere Steuerung des Verstärkungsfaktors, eine verbesserte Reduktion der ganzen Ordnungen im Eingangssignal der Kompensatoren durch längere Messung von $y_M(\varphi_{MI})$ sowie die Beschränkung der Kompensation auf die tatsächlich auftretenden Ordnungen sind Ansatzpunkte zur weiteren Reduktion solcher Mittelwertverschiebungen. Damit besteht noch Optimierungspotential zur Beschleunigung des Einschwingvorgangs.

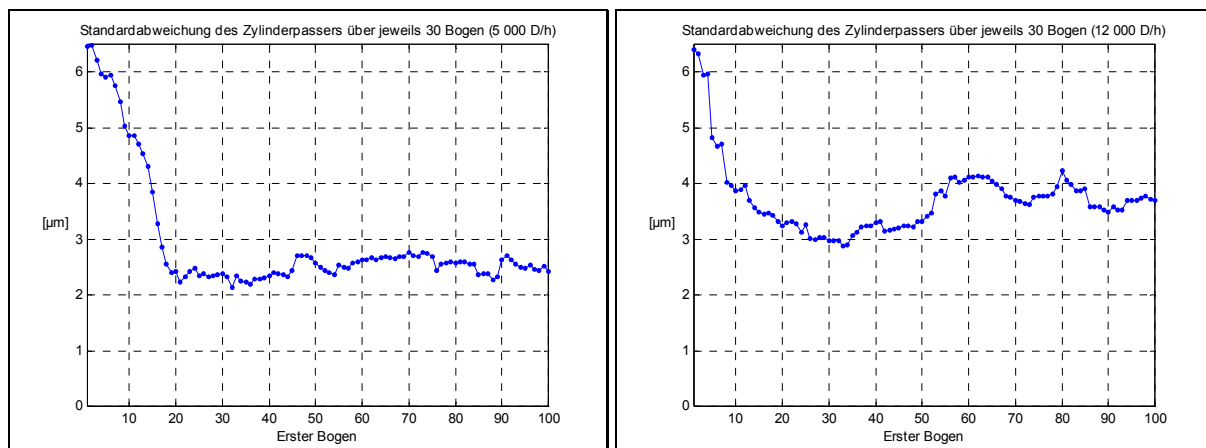


Abb. 6.28: Passerstandardabweichung beim gesteuerten SKIM-Einschwingvorgang

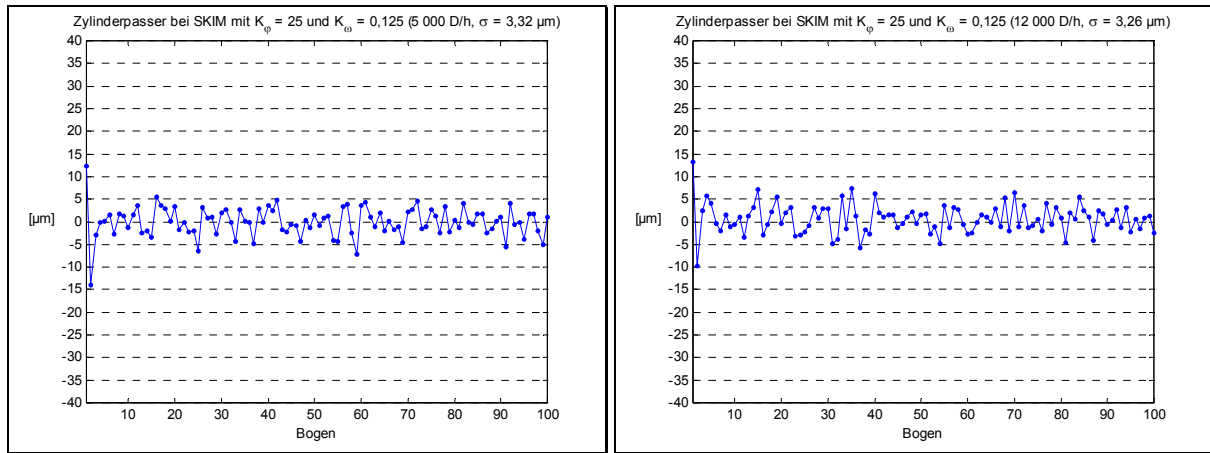


Abb. 6.29: Zylinderpasser beim SKIM-Einschwingvorgang mit Zustandswiederherstellung

Wurde der stationäre Zustand mit Kompensation bereits einmal erreicht, so lässt sich dieser nach Druckunterbrechungen gemäß Abschnitt 4.5 aus den gespeicherten Zuständen referenzwinkelbezogen wiederherstellen. Der Einschwingvorgang des zweiten Szenarios mit Zustandswiederherstellung in Abb. 6.29 unterscheidet sich deshalb kaum vom stationären Zustand in Abb. 6.24. Unterschiede ergeben sich jedoch im kurzen Zeitraum zwischen Aktivierung der Kompensation und Wiederherstellung des gespeicherten Kompensationszustands nach Beginn der periodischen Subtraktion. Durch die Zustandswiederherstellung verbessert sich die Standardabweichung über die 100 ersten Passerwerte gegenüber Abb. 6.27 auf $3,32\text{ }\mu\text{m}$ bei $5\,000\text{ D/h}$ und $3,26\text{ }\mu\text{m}$ bei $12\,000\text{ D/h}$.

Die über Fenster von jeweils 30 Bogen berechnete Standardabweichung in Abb. 6.30 erreicht beim dritten Bogen mit $2,7\text{ }\mu\text{m}$ bei $5\,000\text{ D/h}$ und $3,1\text{ }\mu\text{m}$ bei $12\,000\text{ D/h}$ bereits ihr erstes Minimum im akzeptablen Bereich. Da die ganzen Ordnungen erst nach der Messung von $y_M(\varphi_{MI})$ über zwei Umdrehungen im Differenzweg reduziert werden, weichen die ersten beiden Passerwerte noch verstärkt von denen des eingeschwungenen Zustands ab. Diese Abweichung lässt sich durch Weiterverwendung der vor der Druckunterbrechung aufgezeichneten Stützstellenwerte $y_M(\varphi_{MI})$ vermeiden.

Wird jedoch $y_M(\varphi_{MI})$ nach einer Druckunterbrechung neu aufgezeichnet, ist es mit zwei aufeinanderfolgenden Zustandswiederherstellungen möglich, Passerschwankungen schnell zu reduzieren und dennoch den Originalzustand der Zustandsspeicherung möglichst gut zu rekonstruieren. Während des Einschwingvorgangs in Abb. 6.29 erfolgte deshalb eine erste Zustandswiederherstellung beim erstmaligen Erreichen der ordnungsspezifischen Referenzwinkel der Zustandsspeicherung und eine zweite Zustandswiederherstellung beim auf den Beginn der periodischen Subtraktion folgenden Erreichen der Referenzwinkel.

Nach den vorgestellten Ergebnissen erfüllt auch die SKIM die Anforderungen beider Szenarien an die Einschwingzeit.

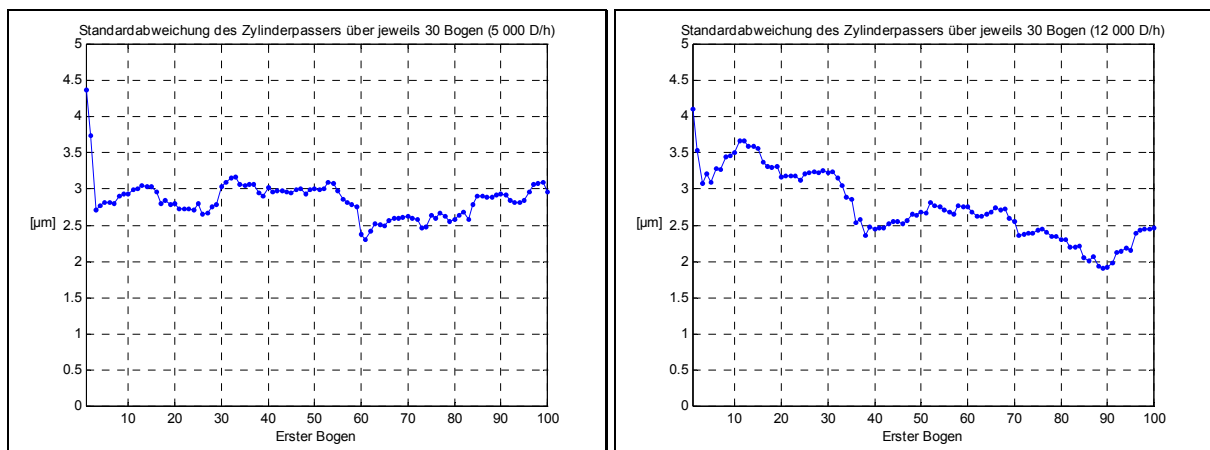


Abb. 6.30: Passerstandardabweichung beim SKIM-Einschwingvorgang mit Zustandswiederherstellung

6.4 Vergleich der Kompensationsverfahren

6.4.1 Kompensationsergebnisse

Die Versuchsergebnisse belegen, dass mit beiden Kompensationsverfahren die angestrebte Steigerung der Wiederholgenauigkeit möglich ist. Da der Maschinenzustand in begrenztem Maße die Amplituden der nicht kompensierten Ordnungen beeinflusst und damit auch die erreichbare Wiederholgenauigkeit, ist in Abb. 6.31 zum direkten Vergleich der über 100 Umdrehungen mit DSK sowie SKIM bei ähnlichem Maschinenzustand aufgezeichnete Differenzweg d am Umfang der getrennten Zylinder über den Maschinenwinkel aufgetragen. Dabei wurden mit DSK 8 Ordnungen entsprechend Abschnitt 6.2.2 kompensiert und mit SKIM 18 Ordnungen entsprechend Abschnitt 6.2.3. Mit kleinen Verstärkungsfaktoren K_{Hi} generieren die Kompensatoren der SKIM stationär nahezu identische Kompensationsschwingungen wie die DSK, woraus eine gleichwertige Kompensationswirkung resultiert. Trotz der zehn zusätzlichen Kompensationsordnungen sind die Ergebnisse der SKIM nicht besser als die der DSK. Die Differenz der Passerstandardabweichungen σ ist geringer als 5 % und damit im Bereich stochastischer Schwankungen. Beide Kompensationsverfahren sind demnach hinsichtlich der erreichbaren Wiederholgenauigkeit gleichwertig.

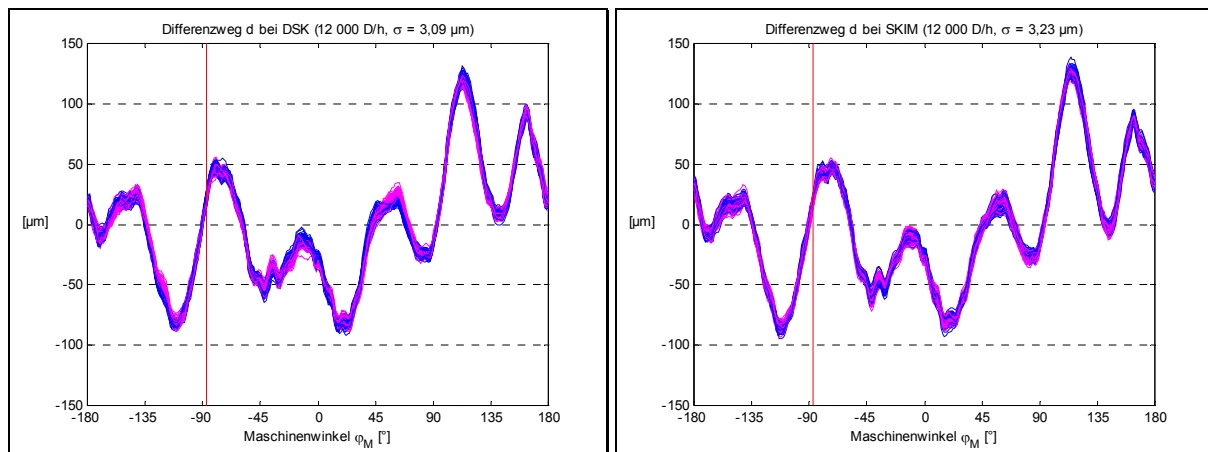


Abb. 6.31: Vergleich des Differenzwegs d bei DSK und SKIM

Auch die Einschwingzeiten beider Verfahren genügen den praktischen Erfordernissen und senken die relevante Passerstandardabweichung in angemessener Zeit unter den Grenzwert von $5 \mu\text{m}$. Die DSK erreicht dies durch Maßnahmen der Messfehlerreduktion, die SKIM durch gesteuertes Absenken der Verstärkungsfaktoren K_{Hi} . Zur Vermeidung erneuten Einschwingens nach Druckunterbrechungen erlauben beide Verfahren darüber hinaus die Wiederherstellung gespeicherter Kompensationsparameter oder interner Zustände.

6.4.2 Rechenzeitbedarf

Trotz der genannten Parallelen bestehen beträchtliche Unterschiede hinsichtlich der Anwendung beider Verfahren.

So ist die Berechnungsgleichung (4.37) der SKIM so einfach, dass sie bei einer Abtastzeit von 1 ms gemeinsam mit der Maschinenregelung auf einem aktuellen Standard-Regelungsrechner ausführbar ist. Bei der DSK basieren dagegen Schwingungsmessung und -generierung auf rechenintensiven trigonometrischen Funktionen. Hinzu kommen die komplexen Gleichungen des Reglers und ggf. der Fehlerkorrektur in jedem Regelungsschritt, deren Ausführung allerdings relativ unkritisch ist, da sie nicht innerhalb der Abtastzeit T_0 abgeschlossen sein müssen. SIDMAN (1991) schlägt vor, entsprechende Berechnungen als Hintergrund-Task auszuführen. Zur Beurteilung des Rechenzeitbedarfs der DSK ist analog FASSNACHT und MUTSCHLER (1999) eine Unterscheidung zwischen Entwicklungssystem und Serienlösung sinnvoll. Auf dem Entwicklungssystem erfolgten alle Berechnungen zur Laufzeit, so dass

der Rechenzeitbedarf der DSK weit über dem der SKIM lag. Dennoch waren auf dem für die Versuche eingesetzten leistungsfähigen Rechnersystem neun Ordnungen mit DSK parallel kompensierbar. Werden, wie es nach BODSON u. a. (1994) häufig der Fall ist, die trigonometrischen Funktionen durch Lookup-Tabellen realisiert, kommt auch in der Serienlösung die Ausführung der DSK auf einem gemeinsamen Rechner mit der Maschinenregelung in Betracht. Die DSK bleibt jedoch selbst dann aufwendiger als die SKIM.

Auch größere Abtastzeiten ermöglichen es, den Rechenzeitbedarf der Kompensation zu senken. Zu den Aufgaben des Entwicklungssystems gehörten in den Versuchen Kompensation, Winkelregelung und Aufzeichnung der gemessenen Signale, die zur Vereinfachung mit der gleichen Abtastzeit von etwa 1 ms ausgeführt wurden. Die Druckergebnisse in Abschnitt 6.2.4 zeigen, dass bei dieser Wahl die zeitliche Auflösung der Signale eine zur Verifikation des Passermodells ausreichende Qualität der Schätzung des Bogenpassers durch den Zylinderpasser erlaubt. Zudem ist mit dieser Abtastzeit, unter Berücksichtigung des mechanischen Aufbaus, eine gute Winkelregelung und nach Abschnitt 2.2 eine quasikontinuierliche Betrachtung der Kompensation möglich.

Die Ordnungen aus Tabelle 1.1 lassen sich zur Verminderung der Rechneranforderungen jedoch auch mit wesentlich größeren Abtastzeiten kompensieren. Dabei ist es entsprechend JAMES und SADEGH (1999) sinnvoll, die Abtastzeit der Kompensation als ganzzahliges Vielfaches einer kleinen Abtastzeit der Winkelregelung zu wählen.

Die Vergrößerung der Abtastzeit hat bei der DSK einen von der Kompensationsfrequenz abhängigen Einfluss auf Schwingungsmessung und generierte Kompensationsschwingungen. Die höchste Kompensationsfrequenz der Ordnungen aus Tabelle 1.1 ist 28,6 Hz bei 15 000 D/h. Nach dem Abtasttheorem (STEARNS und HUSH, 1999) darf die Abtastzeit zur Messung dieser Frequenz höchstens 17,4 ms betragen. Da im Messsignal ganze Ordnungen mit Amplituden von ca. 1 μm bis über 200 Hz auftreten, kommt es bei Abtastzeiten über etwa 2 ms allerdings zu unerwünschten Aliasing-Effekten, zu deren Vermeidung eine vorgeschaltete digitale Filterung sinnvoll ist. Eine Erhöhung der Abtastzeit führt dennoch tendenziell zu größeren Messfehlern, weil die zur Fehlerreduktion gemäß Abschnitt 3.3 erforderlichen definierten Längen $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls damit schlechter eingehalten werden können.

Zudem weichen die generierten Kompensationsschwingungen mit steigender Abtastzeit zunehmend von einer idealen harmonischen Form ab. Entgegen den Anforderungen aus Abschnitt 1.5 sind im Eingangssignal des Prozesses dann auch Oberschwingungen bzw. Seitenbänder von Kompensationsfrequenzen und Abtastfrequenz enthalten. Erst ab etwa 60 Hz sind solche Anregungen bei der Versuchsmaschine vernachlässigbar, da an dieser Frequenz gemäß Abb. 5.1 das Amplitudenverhältnis des Prozesses steil abfällt. Die unerwünschten Anregungen lassen sich durch Einsatz eines Tiefpassfilters hinter dem üblichen Halteglied nullter Ordnung reduzieren oder alternativ eines verzögerten Halteglieds erster Ordnung. Für die zweite Alternative schlagen TOMIZUKA u. a. (1989) eine digital realisierte Interpolation zwischen den letzten beiden Werten des Stellsignals vor. Da in der Regel die Abtastzeitpunkte nicht genau auf die Extrema der Kompensationsschwingungen fallen, entstehen jedoch trotz solcher Maßnahmen Fehler in der Amplitude der generierten Schwingungen. Um diese Abweichungen sicher unter 5 % zu senken, sind etwa 10 Abtastungen pro Periode erforderlich, die bei der Kompensationsfrequenz 28,6 Hz einer maximalen Abtastzeit von 3,5 ms entsprechen.

Mit unterschiedlichen Abtastzeiten von Schwingungsmessung und -generierung ist somit der geringste Rechenaufwand möglich. Die iterative Regelung der DSK erlaubt es, diese Abtastzeiten individuell geeignet zu wählen. So sind beispielsweise Winkelregelung, digitale Filterung und digitale Interpolation mit der Abtastzeit 1 ms und Schwingungsmessung und -erzeugung mit den Abtastzeiten 17 ms bzw. 3 ms gemeinsam auf einem Rechner ausführbar. Während heute dem Rechenzeitbedarf aus Kostengründen noch eine relativ große Bedeutung beigemessen wird, ist in Zukunft eine Abnahme dieser Bedeutung zu erwarten, wenn man wie GOODWIN (1998) von steigender Rechenleistung auch bei Standard-Regelungsrechnern ausgeht.

6.4.3 Weitere Aspekte

Sind die störenden Ordnungen nur aus Messungen mit begrenzter Genauigkeit bekannt, statt aus Konstruktionsdaten exakt, kann bei der DSK mit winkelsynchroner Arbeitsweise durch geringe Abweichungen zwischen störenden und kompensierten Ordnungen eine Schwebung zwischen Störung und Kompensationsschwingung die Kompensationsqualität beeinträchtigen. Die SKIM ist in diesem Fall überlegen, da sie auch Ordnungen nahe der Kompensationsordnung in vom Verstärkungsfaktor abhängigem Maße reduziert. Ihre winkelbezogene Zustandswiederherstellung ist dann allerdings ebenfalls beeinträchtigt.

Ein anderer Vorteil der SKIM ist deren größerer Konvergenzbereich für Abweichungen zwischen Prozess und Prozessmodell. Während etwa die DSK nach Konvergenzbedingung (2.35) bei übereinstimmendem Amplitudenverhältnis von Prozess und Prozessmodell nur in einem Bereich der Phasenverschiebung des Prozesses von $\pm 60^\circ$ um jene des Modells konvergiert, ist die Größe dieses Bereichs für kleine Verstärkungsfaktoren K_H der SKIM auch bei abweichendem Amplitudenverhältnis $\pm 90^\circ$. Ohne Anpassung des Prozessmodells ist die SKIM daher unempfindlicher gegenüber schwankenden Prozessparametern als die DSK.

Schwanken die Prozessparameter allerdings so stark, dass sie sogar den Konvergenzbereich der SKIM verlassen, kann die adaptive DSK durch Identifikation der aktuellen Prozessparameter mit geringem Zusatzaufwand Stabilität der DSK sicherstellen, deren Einsatz in diesem Fall vorteilhaft ist. Die tatsächlich auftretenden Parameterschwankungen des Referenzprozesses haben während der Versuche jedoch niemals die Stabilität der SKIM gefährdet.

GOODWIN (1998) betont die große Bedeutung der Überwachung von Regelungen, der sich auch die Forschung in Zukunft verstärkt annehmen wird. Nicht zu vernachlässigen ist daher als Vorteil der DSK ihre sehr gute und differenzierte Überwachbarkeit, da die Amplitude jeder kompensierten Schwingung direkt als Messwert vorliegt und bei deren Ansteigen oder schlechter Konvergenz eine automatische Prozessparameteridentifikation veranlasst werden kann. Der stationäre Zustand ist erreicht, wenn jede dieser Amplituden näherungsweise null ist. Bei der SKIM sind diese Amplituden dagegen unbekannt und ggf. mit zusätzlichem Aufwand explizit zu messen. Zur Überwachung der Kompensation lässt sich an Stelle der SKIM auch der zu dieser E/A-Verhaltensäquivalente AFC-Algorithmus aus Abschnitt 1.6.3.3 einsetzen. Dessen explizit vorliegende Kompensationsparameter geben Aufschluss über die Konvergenz der Kompensation. Allerdings ist dessen Rechenaufwand noch höher als jener der DSK, da in jedem Abtastzeitpunkt vier trigonometrische Funktionen zu berechnen sind, wobei für die Wahl der Abtastzeit die obigen Ausführungen zur Schwingungsgenerierung der DSK gelten.

Ein großer Vorteil der DSK, welcher in Versuchen mit häufig wechselnden Einstellungen besonders zum Tragen kam, ist deren einfache Anwendung bei unbekannten Prozessparametern. Da Schwingungsmessung und Identifikation bereits Bestandteil des Verfahrens sind, kann ohne manuelle Prozessanalyse unmittelbar nach einem Identifikationsschritt die geregelte DSK beginnen. Die genannten Vorteile der SKIM, wie geringer Rechenaufwand und geringe Empfindlichkeit gegenüber schwankenden Prozessparametern, setzen dagegen eine geeignete Parametrierung der Kompensation voraus, die in der Regel eine Prozessanalyse erfordert. Die schnelle Messung des Prozessfrequenzgangs entsprechend Abschnitt 5.2 an mehreren Frequenzen parallel verursacht jedoch einen ähnlich hohen Rechenaufwand wie die DSK. Soll die Frequenzgangmessung ohne Zusatzhardware vom gleichen Rechner wie die SKIM ausgeführt werden, entsprechen dann die Hardware-Anforderungen der SKIM jenen der DSK.

Welches der beiden Kompensationsverfahren für einen praktischen Einsatz besser geeignet ist, hängt demnach vor allem von der Schwankungsbreite der Prozessparameter ab. Aus Kostengründen bietet sich der Einsatz der SKIM in Verbindung mit einem leistungsschwächeren Rechner dann an, wenn die Stabilität der Kompensation bei allen auftretenden Schwankungen der Prozessparameter sichergestellt ist. Anderenfalls empfiehlt sich die Anwendung der adaptiven DSK in Verbindung mit leistungsfähigerer Rechnerhardware.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde gezeigt, wie durch Kompensation diskreter Drehschwingungen nichtganzzahliger Ordnung die Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe zwischen einzeln angetriebenen, mechanisch entkoppelten Druckwerksgruppen einer Bogendruckmaschine gesteigert und so eine Reduktion der Schwankungen des Übergabepassers zwischen den entkoppelten Druckwerken erreicht werden kann. Dazu wurden zwei alternative Kompensationsverfahren präsentiert, mit denen die Auslöschung einzelner harmonischer Signalanteile, mit relativ zu anderen Signalanteilen kleiner Amplitude, aus einer Regelgröße möglich ist.

In Kapitel 1 wurde zur Motivation zunächst in die Problematik des Druckprozesses bei Bogenoffsetdruckmaschinen eingeführt und ein Wirkungsmodell zwischen Schwankungen des Differenzwegs d am Umfang der getrennten Zylinder zum Winkel der Bogenübergabe und für die Druckqualität relevanten Schwankungen des Übergabepassers gedruckter Bogen vorgestellt. Als wesentliche Ursache geringer Wiederholgenauigkeit der Bogenübergabe zwischen entkoppelten Druckwerksgruppen einer Versuchsmaschine wurden systematische Störungen in Form auftretender nichtganzzahliger Ordnungen im Differenzweg d identifiziert und für deren Kompensation Anforderungen formuliert. Daraufhin wurden einige bekannte Ansätze zur Schwingungskompensation vorgestellt, von denen allerdings keiner die formulierten Anforderungen für die sehr spezielle Kompensationsproblematik vollständig erfüllte.

In Kapitel 2 wurde die *Diskrete Schwingungskompensation* (DSK), ein vom Autor speziell für diese Anwendung entwickeltes Kompensationsverfahren mit externem Modell, in drei Varianten vorgestellt, deren Eignung sich nach dem Zeitverhalten der Prozess- und Störungsparameter richtet. Die bei zeitinvariantem Prozess und instationären Störungen geeignete geregelte DSK berechnet auf Basis des Amplitudenverhältnisses und der Phasenverschiebung des Prozesses an den Kompensationsfrequenzen aus den gemessenen komplexen Amplituden der resultierenden Schwingungen die optimalen Parameter der Kompensationsschwingungen. Nach dem hergeleiteten Konvergenzkriterium ist Stabilität der geregelten DSK selbst bei relativ großen Schwankungen der Prozessparameter sichergestellt. Zur Bestimmung der Prozessparameter wurde ein Identifikationsverfahren vorgestellt, das in Form der adaptiven DSK auch eine Aktualisierung der Reglerparameter während der geregelten DSK erlaubt.

Zur die Kompensationsqualität der DSK wesentlich bestimmenden Schwingungsmessung wurde in Kapitel 3 ein Verfahren vorgestellt, welches durch Maßnahmen der Fehlerreduktion eine effiziente Schätzung der Parameter auch dicht benachbarter Ordnungen ermöglicht.

In Kapitel 4 wurde als alternatives Kompensationsverfahren die auf dem Inneren-Modell-Prinzip basierende *Schwingungskompensation mit internem Modell* vorgestellt. Durch Ansatz eines grenzstabilen, konjugiert komplexen Polpaars für jede Kompensationsfrequenz werden dabei die Störungen im Regler modelliert und bei Stabilität des geschlossenen Regelkreises aus der Regelgröße eliminiert. Erweiterungen des bekannten Verfahrens, wie Steuerung des Verstärkungsfaktors zur Beschleunigung und referenzwinkelbezogene Zustandsspeicherung und -wiederherstellung zur Vermeidung des Einschwingvorgangs, ermöglichen dessen Einsatz bei der Druckmaschine und gleichen seine Leistungsfähigkeit an die der DSK an, bei zugleich geringerem Rechenaufwand.

Da Linearität und Zeitvarianz des Prozesses wesentlichen Einfluss auf die Funktion der Kompensationsverfahren haben, stellte Kapitel 5 Ergebnisse einer experimentellen Prozessanalyse vor. Danach sind Nichtlinearitäten bei der Kompensation der nichtganzzahligen Ordnungen vernachlässigbar. Während erwärmungsbedingte Schwankungen der Prozessparameter die Stabilität der Kompensationsverfahren nicht gefährden, sind extreme Parameterschwankungen durch das Einbringen von Walzenfett jedoch geeignet, die Konvergenz der DSK erheblich zu beeinträchtigen.

In Kapitel 6 wurde schließlich durch Versuchsergebnisse der Nachweis erbracht, dass beide Kompensationsverfahren zur erforderlichen Steigerung der Wiederholgenauigkeit nach kurzem Einschwingvorgang geeignet sind. Die Gleichwertigkeit beider Kompensationsverfahren im eingeschwungenen Zustand wurde dabei durch Passermessungen auf Druckbogen belegt. Die Ergebnisse der Druckversuche offenbarten auch eine relativ gute Übereinstimmung zwischen Bogenpasser und Zylinderpasser und bestätigten damit das eingangs vorgestellte, den Einsatz der Schwingungskompensation motivierende Passermodell.

Die erfolgreichen Druckversuche an der Versuchsmaschine bestätigen die zuverlässige Funktion der Kompensationsverfahren, mit denen erstmals gute Druckergebnisse auf einer Bogenoffsetdruckmaschine mit mechanisch entkoppelten Druckwerksgruppen erzielt werden konnten. Durch Aufteilung in zwei oder mehr Druckwerksgruppen sind aus schwingungstechnischer Sicht damit in Zukunft beliebig lange Bogenoffsetdruckmaschinen realisierbar. Doch auch bei konventionellen Druckmaschinen verspricht die Kompensation nichtganzzahliger Ordnungen Genauigkeitssteigerungen. Nach experimenteller Verifikation wurde das Verfahren der DSK bereits zum Patent angemeldet (NÖLL, 2002a, 2002b).

Obwohl die DSK für die speziellen Bedingungen von Druckmaschinen entwickelt wurde, ist sie nicht auf dieses Anwendungsfeld beschränkt. Durch die Kompensation winkelsynchroner Schwingungen wird eine Phasendrift verhindert, und ihre Vorteile gegenüber Schwingungskompensationsverfahren für feste Frequenzen kommen zum Tragen. Da die Fehlerkorrektur nach Abschnitt 3.3.6 zudem eine Kompensation sehr dicht benachbarter Ordnungen nach kurzer Messzeit erlaubt, bietet sich die Anwendung der DSK besonders auch bei Bandwalzwerken mit der in Abschnitt 1.6.3.1 vorgestellten Problematik an.

Anhang

A Grundlagen

A.1 Schwingungen

Nach DTV (1992) ist eine Schwingung eine „zeitliche Änderung einer Größe eines physikalischen Systems, wobei der Wert der Größe in stetigem Wechsel ab- und zunimmt, im engeren Sinn eine periodische Zustandsänderung“. Letzteres kann entweder eine harmonische, d.h. sinusförmige Schwingung sein oder eine anharmonische Schwingung, die aus einer harmonischen Grundschiwingung und mindestens einer harmonischen Oberschiwingung zusammengesetzt ist. Dabei beträgt die Frequenz der Oberschiwingungen „das 2-, 3-, 4-, ... fache der Frequenz der Grundschiwingung“. Da vorliegende Arbeit vor allem die Messung und Kompensation sinusförmiger Schwingungen thematisiert, wird darin der Begriff *Schwingung* synonym für eine auf die Zeit t oder einen Winkel φ bezogene harmonische Schwingung verwendet.

Eine Schwingung der konstanten Kreisfrequenz ω_{Ki} mit Amplitude y_{oi} und Nullphasenwinkel α_{yi} lässt sich beschreiben durch die Gleichung

$$y_i(t) = y_{oi} \cos(\omega_{Ki}t + \alpha_{yi}). \quad (\text{A.1})$$

Der Zusammenhang zwischen Kreisfrequenz ω , Frequenz f und Periodendauer T einer Schwingung ist

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}. \quad (\text{A.2})$$

Für die Darstellung winkelabhängiger Schwingungen besser geeignet ist die allgemeinere winkelbezogene Schwingungsrepräsentation

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos(r_i\varphi + \alpha_{yi}) \quad (\text{A.3})$$

mit der Schwingungsordnung r_i und dem Leitwinkel φ . Bei ihr bezieht sich der Nullphasenwinkel α_{yi} der Schwingung auf den Referenzwinkel

$$\varphi_{ri} = r_i\varphi. \quad (\text{A.4})$$

Damit Gleichung (A.3) für beliebige reelle Ordnungen r_i eine harmonische Schwingung beschreibt, darf der Leitwinkel φ keine Unstetigkeitsstellen enthalten, sondern ist in aufeinanderfolgenden Perioden fortlaufend zu repräsentieren. Falls die Winkelgeschwindigkeit

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{A.5})$$

einer Drehbewegung konstant ist, entspricht sie der Kreisfrequenz ω in Gleichung (A.2). Wird φ als virtueller Leitwinkel gemäß

$$\varphi = \frac{\omega_{Ki}}{r_i}t \quad (\text{A.6})$$

berechnet, stimmt daher Gleichung (A.1) als Spezialfall mit der allgemeineren Gleichung (A.3) überein.

Eine Schwingung nach Gleichung (A.3) lässt sich auch äquivalent in der Form

$$y_i(\varphi) = y_{ai} \cos r_i \varphi + y_{bi} \sin r_i \varphi \quad (\text{A.7})$$

beschreiben, mit den Fourier-Koeffizienten

$$y_{ai} = y_{oi} \cos \alpha_{yi} \quad (\text{A.8})$$

und

$$y_{bi} = -y_{oi} \sin \alpha_{yi}, \quad (\text{A.9})$$

welche zwei zueinander orthogonale Frequenzkomponenten repräsentieren. Dabei gilt

$$y_{oi} = \sqrt{y_{ai}^2 + y_{bi}^2} \quad (\text{A.10})$$

und für $y_{ai} \neq 0$

$$\tan \alpha_{yi} = -\frac{y_{bi}}{y_{ai}}. \quad (\text{A.11})$$

A.2 Komplexe Repräsentation von Schwingungen

Die in der Wechselstromlehre übliche Schwingungsrepräsentation durch komplexe Größen, entsprechend CLAUSER und WIESEMANN (1986), erlaubt eine beträchtliche Vereinfachung der Darstellungen. Aus der Eulerschen Formel (BRONSTEIN und SEMENDJAJEW, 1985)

$$\cos \varphi + j \sin \varphi = e^{j\varphi} \quad (\text{A.12})$$

folgt, dass die reelle Winkelfunktion aus Gleichung (A.3) gerade der Realteil

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{yi}) = \operatorname{Re}\{y_{oi} e^{j(r_i \varphi + \alpha_{yi})}\} = \operatorname{Re}\{y_i(\varphi)\} \quad (\text{A.13})$$

der komplexen Winkelfunktion

$$y_i(\varphi) = y_{oi} e^{j(r_i \varphi + \alpha_{yi})} = y_{oi} e^{j\alpha_{yi}} e^{jr_i \varphi} = y_{oi} e^{jr_i \varphi} \quad (\text{A.14})$$

ist. Analog CLAUSER und WIESEMANN (1986) wird hier der vom Winkel φ unabhängige Ausdruck

$$y_{oi} = y_{oi} e^{j\alpha_{yi}} \quad (\text{A.15})$$

als **komplexe Amplitude** der Schwingung bezeichnet, da deren Betrag

$$|y_{oi}| = y_{oi} \quad (\text{A.16})$$

mit der reellen Amplitude y_{oi} übereinstimmt und diese Semantik deshalb die Darstellung des Themas vereinfacht. Die komplexe Amplitude ist dabei doppelt so groß, wie der Wert des von ISERMANN (1988b) gleichermaßen bezeichneten komplexen Fourier-Koeffizienten gleicher Frequenz, da dieser erst in Summe mit dem konjugiert komplexen Fourier-Koeffizienten die Schwingung dieser Frequenz vollständig beschreibt.

Mit den Fourier-Koeffizienten aus den Gleichungen (A.8) und (A.9) folgt die algebraische Darstellung der komplexen Amplitude

$$y_{oi} = y_{oi} e^{j\alpha_{yi}} = y_{oi} \cos \alpha_{yi} + jy_{oi} \sin \alpha_{yi} = y_{ai} - jy_{bi}. \quad (\text{A.17})$$

A.3 Zeigerdiagramm

Analog CLAUSERT und WIESEMANN (1986) lässt sich der Wert der komplexen Winkelfunktion aus Gleichung (A.14) für einen festen Winkel φ als Zeiger in der Gaußschen Zahlenebene darstellen. Im Zeigerdiagramm links in Abb. A.1 stimmt der Wert der komplexen Winkelfunktion beim Winkel $\varphi = -\alpha_{yi} / r_i$ mit der reellen Amplitude überein, im Zeigerdiagramm rechts in Abb. A.1 beim Winkel $\varphi = 0$ dagegen mit der komplexen Amplitude. Für positive Ordnungen r_i rotiert der Zeiger mit zunehmendem Winkel φ zyklisch mathematisch positiv (entgegen dem Uhrzeigersinn) um den Ursprung des Koordinatensystems. Alle weiteren Zeigerdiagramme sind ebenfalls für $\varphi = 0$ dargestellt, d. h. sie zeigen die komplexen Amplituden.

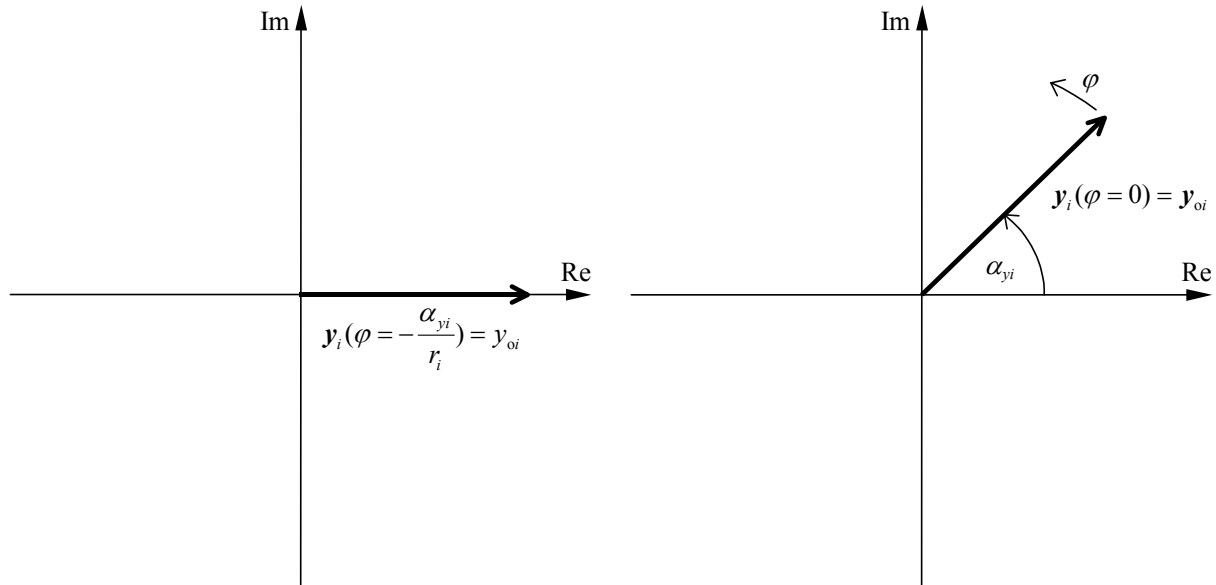


Abb. A.1: Zeigerdiagramme der Schwingung $y_i(\varphi)$ für verschiedene Winkel φ

A.4 Überlagerung von Schwingungen

Mehrere überlagerte Schwingungen gleicher Frequenz lassen sich nach BRONSTEIN und SEMENDJAJEW (1985) stets durch eine einzige Schwingung dieser Frequenz repräsentieren. Aufgrund der Analogie zwischen den Gleichungen (A.1) und (A.3) gilt entsprechendes auch für den allgemeineren Fall der winkelbezogenen Schwingungen gleicher Ordnung.

Addition der Schwingungen

$$u_i(\varphi) = u_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{ui}) \quad (\text{A.18})$$

und

$$v_i(\varphi) = v_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{vi}) \quad (\text{A.19})$$

ergibt

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{yi}) = u_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{ui}) + v_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{vi}) \quad (\text{A.20})$$

und mit dem Additionstheorem (BRONSTEIN und SEMENDJAJEW, 1985)

$$\cos(x + y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y \quad (\text{A.21})$$

folgt

$$y_i(\varphi) = u_{oi} \cos r_i \varphi \cos \alpha_{ui} - u_{oi} \sin r_i \varphi \sin \alpha_{ui} + v_{oi} \cos r_i \varphi \cos \alpha_{vi} - v_{oi} \sin r_i \varphi \sin \alpha_{vi} \quad (\text{A.22})$$

$$y_i(\varphi) = (u_{oi} \cos \alpha_{ui} + v_{oi} \cos \alpha_{vi}) \cos r_i \varphi - (u_{oi} \sin \alpha_{ui} + v_{oi} \sin \alpha_{vi}) \sin r_i \varphi. \quad (\text{A.23})$$

Gleichung (A.23) entspricht der alternativen Schwingungsdarstellung von Gleichung (A.7) mit den Koeffizienten

$$y_{ai} = u_{oi} \cos \alpha_{ui} + v_{oi} \cos \alpha_{vi} \quad (\text{A.24})$$

und

$$y_{bi} = -(u_{oi} \sin \alpha_{ui} + v_{oi} \sin \alpha_{vi}). \quad (\text{A.25})$$

Die resultierende Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{yi}) \quad (\text{A.26})$$

hat nach Gleichung (A.10) deshalb die Amplitude

$$\begin{aligned} y_{oi} &= \sqrt{y_{ai}^2 + y_{bi}^2} = \sqrt{(u_{oi} \cos \alpha_{ui} + v_{oi} \cos \alpha_{vi})^2 + (u_{oi} \sin \alpha_{ui} + v_{oi} \sin \alpha_{vi})^2} \\ &= \sqrt{u_{oi}^2 \cos^2 \alpha_{ui} + 2u_{oi} v_{oi} \cos \alpha_{ui} \cos \alpha_{vi} + v_{oi}^2 \cos^2 \alpha_{vi} + u_{oi}^2 \sin^2 \alpha_{ui} + 2u_{oi} v_{oi} \sin \alpha_{ui} \sin \alpha_{vi} + v_{oi}^2 \sin^2 \alpha_{vi}}, \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

woraus mit der Identität $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$ sowie Gleichung (A.21) folgt

$$y_{oi} = \sqrt{u_{oi}^2 + v_{oi}^2 + 2u_{oi} v_{oi} \cos(\alpha_{ui} - \alpha_{vi})}. \quad (\text{A.28})$$

Falls $y_{ai} \neq 0$ ist, gilt nach Gleichung (A.11) für ihren Nullphasenwinkel

$$\tan \alpha_{yi} = \frac{u_{oi} \sin \alpha_{ui} + v_{oi} \sin \alpha_{vi}}{u_{oi} \cos \alpha_{ui} + v_{oi} \cos \alpha_{vi}}. \quad (\text{A.29})$$

Entsprechend resultiert die komplexe Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} e^{j(r_i \varphi + \alpha_{yi})} = u_{oi} e^{j(r_i \varphi + \alpha_{ui})} + v_{oi} e^{j(r_i \varphi + \alpha_{vi})} = u_i(\varphi) + v_i(\varphi) \quad (\text{A.30})$$

mit der komplexen Amplitude

$$y_{oi} = y_{oi} e^{j\alpha_{yi}} = u_{oi} e^{j\alpha_{ui}} + v_{oi} e^{j\alpha_{vi}} = u_{oi} + v_{oi}, \quad (\text{A.31})$$

deren Berechnung als Vektoraddition im Zeigerdiagramm der Abb. A.2 veranschaulicht ist.

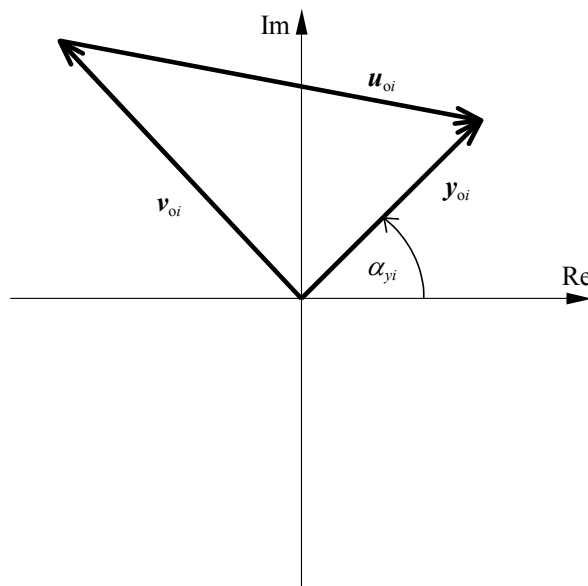


Abb. A.2: Addition der komplexen Amplituden

Gleichung (A.29) enthält nicht alle Informationen, um den Nullphasenwinkel α_{yi} der resultierenden Schwingung korrekt zu ermitteln. Aufgrund des nur mit π periodischen Tangens ist zusätzlich die Berücksichtigung des Quadranten erforderlich, in dem der Zeiger y_{oi} der resultierenden Schwingung entsprechend Abb. A.2 liegt. Mit der zum Wertebereich $(-\pi/2, \pi/2)$ gehörenden Umkehrfunktion des Tangens $\arctan(\cdot)$ lässt sich die Funktion

$$\arg(a + jb) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{b}{a}\right) & \text{falls } a > 0 \\ \arctan\left(\frac{b}{a}\right) + \pi & \text{falls } (a < 0) \wedge (b \geq 0) \\ \arctan\left(\frac{b}{a}\right) - \pi & \text{falls } (a < 0) \wedge (b < 0) \\ \frac{\pi}{2} & \text{falls } (a = 0) \wedge (b > 0) \\ -\frac{\pi}{2} & \text{falls } (a = 0) \wedge (b < 0) \end{cases} \quad (\text{A.32})$$

definieren, mit der man den Nullphasenwinkel der resultierenden Schwingung im alle vier Quadranten umfassenden Intervall $(-\pi, \pi]$ korrekt berechnen kann zu

$$\alpha_{yi} = \arg((u_{oi} \cos \alpha_{ui} + v_{oi} \cos \alpha_{vi}) + j(u_{oi} \sin \alpha_{ui} + v_{oi} \sin \alpha_{vi})). \quad (\text{A.33})$$

Die Funktion $\arg(\cdot)$ bestimmt das Argument einer komplexen Zahl. Für $a = b = 0$ ist die Vektorlänge 0 und ihr Funktionswert nicht definiert. Während in der Mathematik Winkel überwiegend im Bogenmaß angegeben werden, sind in der Praxis Winkelangaben im Gradmaß üblich. Bei diesen ist der Wertebereich der in Gleichung (A.32) definierten Funktion $\arg(\cdot)$ das Intervall $(-180^\circ, 180^\circ]$. Da aus der Einheit die Art der Winkelangabe eindeutig ersichtlich ist, wurde hier jeweils die zweckmäßigste Winkelangabe gewählt.

Es sei darauf hingewiesen, dass der Begriff Argument in der mathematischen Literatur nicht mit einheitlicher Semantik belegt ist. BRONSTEIN und SEMENDJAJEW (1985) bezeichnen als Argument $\arg(a)$ einer komplexen Zahl a die Menge der Winkel (im Bogenmaß) zwischen positiver reeller Achse und dem Ortsvektor $0a$, den eindeutigen Winkel aus $\arg(a)$ im Intervall $(-\pi, \pi]$ nach Gleichung (A.32) jedoch als Hauptwert des Arguments (H) $\arg(a)$. Bei DTV (1984) und LUH (1985) ist das Argument $\arg(a)$ dagegen ein Winkel im Intervall $[0, 2\pi)$. Nach der gewählten Definition in Gleichung (A.32) lässt sich in Erweiterung der Arkustangensfunktion das Argument auch als Vierquadranten-arctan interpretieren.

A.5 Linearität

Bei einem asymptotisch stabilen zeitinvarianten linearen System mit Frequenzgang $G_p(j\omega)$, einem Eingang und einem Ausgang, entsprechend Abb. A.3, führt eine an dessen Eingang anliegende Schwingung

$$u_i(t) = u_{oi} e^{j(\omega_{Ki} t + \alpha_{ui})} = u_{oi} e^{j\omega_{Ki} t} \quad (\text{A.34})$$

mit Kreisfrequenz ω_{Ki} und komplexer Amplitude u_{oi} nach Abklingen von Einschwingvorgängen am Ausgang des Systems zu einer Schwingung

$$y_i(t) = y_{oi} e^{j(\omega_{Ki} t + \alpha_{yi})} = y_{oi} e^{j\omega_{Ki} t} \quad (\text{A.35})$$

mit der gleichen Kreisfrequenz ω_{Ki} sowie komplexer Amplitude y_{oi} .

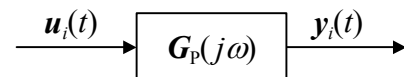


Abb. A.3: Asymptotisch stabiles zeitinvariantes lineares System mit einem Eingang und einem Ausgang

Dabei ist das Verhältnis der komplexen Amplituden

$$\frac{y_{oi}}{u_{oi}} = G_p(j\omega_{Ki}) \quad (\text{A.36})$$

der komplexe Wert des Frequenzgangs an der Kreisfrequenz ω_{Ki} . Die Amplitude des Ausgangssignals

$$y_{oi} = u_{oi} |G_p(j\omega_{Ki})| = u_{oi} K_{pi} \quad (\text{A.37})$$

entspricht der Amplitude des Eingangssignals multipliziert mit dem reellen Amplitudenverhältnis K_{pi} bei ω_{Ki} . Der Nullphasenwinkel des Ausgangssignals

$$\alpha_{yi} = \alpha_{ui} + \arg(G_p(j\omega_{Ki})) = \alpha_{ui} + \varphi_{pi} \quad (\text{A.38})$$

entspricht dem Nullphasenwinkel des Eingangssignals zuzüglich der Phasenverschiebung φ_{pi} bei ω_{Ki} . Damit das nach Gleichung (A.38) berechnete α_{yi} im Intervall $(-\pi, \pi]$ liegt, kann eine Addition oder Subtraktion von 2π erforderlich sein. Ein solches System wird hier kurz als SISOLTI (single-input single-output linear time-invariant) bezeichnet.

Bei konstanter Winkelgeschwindigkeit führt eine winkelbezogene Schwingung

$$u_i(\varphi) = u_{oi} e^{j(r_i\varphi + \alpha_{ui})} = u_{oi} e^{jr_i\varphi} \quad (\text{A.39})$$

der Ordnung r_i und komplexen Amplitude u_{oi} am Eingang dieses Systems im eingeschwungenen Zustand ebenfalls zu einer Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} e^{j(r_i\varphi + \alpha_{yi})} = y_{oi} e^{jr_i\varphi} \quad (\text{A.40})$$

der gleichen Ordnung r_i und der komplexen Amplitude y_{oi} am Ausgang des Systems. Mit der Kreisfrequenz

$$\omega_{Ki} = r_i \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{A.41})$$

gelten die Gleichungen (A.36) bis (A.38) dann entsprechend.

Bei nicht konstanter Winkelgeschwindigkeit enthält das Spektrum einer winkelbezogenen Schwingung mehr als eine Frequenz und es gilt weder Gleichung (A.36) noch Gleichung (A.40). Die Frequenzanteile einer winkelbezogenen Schwingung der Ordnung r_i mit komplexer Amplitude u_{oi} am Eingang des Systems werden aufgrund der Frequenzabhängigkeit der Funktion $G_p(j\omega)$ im Allgemeinen mit unterschiedlichen Amplitudenverhältnissen und Phasenverschiebungen übertragen, so dass das resultierende winkelbezogene Ausgangssignal nicht mehr Gleichung (A.40) genügt. Die praktische Relevanz dieses Effektes hängt allerdings vom konkreten Zeitverlauf des Winkels φ ab. Sind die Schwankungen der Winkelgeschwindigkeit gering, etwa aufgrund einer Winkelregelung, so können die Gleichungen (A.36) und (A.40) näherungsweise als erfüllt betrachtet werden, ähnlich den idealisierenden Annahmen zur Linearität und Zeitinvarianz.

B Herleitungen

B.1 Übertragungsfunktion des AFC-Algorithmus

BODSON u. a. (1994) haben die Übertragungsfunktion des AFC-Algorithmus mit sinusförmigen Regressoren für den speziellen Fall $\varphi_H = 0$ hergeleitet. Im allgemeinen Fall beliebiger φ_H folgt aus Gleichung (1.19) unter Anwendung der Eulerschen Formel in Gleichung (A.12)

$$\dot{\theta}_1(t) = -K_H y(t) \cos(\omega_K t + \varphi_H) = -\frac{K_H}{2} \left(y(t) e^{j(\omega_K t + \varphi_H)} + y(t) e^{-j(\omega_K t + \varphi_H)} \right) \quad (\text{B.1})$$

sowie mit dem Dämpfungssatz der Laplace-Transformation (LUNZE, 2001) die Laplace-Transformierte

$$\theta_1(s) = -\frac{K_H}{2s} \left(y(s - j\omega_K) e^{j\varphi_H} + y(s + j\omega_K) e^{-j\varphi_H} \right). \quad (\text{B.2})$$

Analog erhält man aus Gleichung (1.20)

$$\dot{\theta}_2(t) = -K_H y(t) \sin(\omega_K t + \varphi_H) = -\frac{K_H}{2j} \left(y(t) e^{j(\omega_K t + \varphi_H)} - y(t) e^{-j(\omega_K t + \varphi_H)} \right) \quad (\text{B.3})$$

und die Laplace-Transformierte

$$\theta_2(s) = -\frac{K_H}{2js} \left(y(s - j\omega_K) e^{j\varphi_H} - y(s + j\omega_K) e^{-j\varphi_H} \right). \quad (\text{B.4})$$

Ähnlich folgt aus Gleichung (1.17)

$$u(t) = \theta_1(t) \cos \omega_K t + \theta_2(t) \sin \omega_K t = \frac{1}{2} \left(\theta_1(t) e^{j\omega_K t} + \theta_1(t) e^{-j\omega_K t} \right) + \frac{1}{2j} \left(\theta_2(t) e^{j\omega_K t} - \theta_2(t) e^{-j\omega_K t} \right) \quad (\text{B.5})$$

und die Laplace-Transformierte

$$u(s) = \frac{1}{2} \left(\theta_1(s - j\omega_K) + \theta_1(s + j\omega_K) \right) + \frac{1}{2j} \left(\theta_2(s - j\omega_K) - \theta_2(s + j\omega_K) \right). \quad (\text{B.6})$$

Einsetzen der Gleichungen (B.2) und (B.4) in Gleichung (B.6) ergibt

$$\begin{aligned} u(s) &= -\frac{1}{2} \cdot \frac{K_H}{2} \left(\frac{y(s - 2j\omega_K) e^{j\varphi_H}}{s - j\omega_K} + \frac{y(s) e^{-j\varphi_H}}{s - j\omega_K} + \frac{y(s) e^{j\varphi_H}}{s + j\omega_K} + \frac{y(s + 2j\omega_K) e^{-j\varphi_H}}{s + j\omega_K} \right) \\ &\quad - \frac{1}{2j} \cdot \frac{K_H}{2j} \left(\frac{y(s - 2j\omega_K) e^{j\varphi_H}}{s - j\omega_K} - \frac{y(s) e^{-j\varphi_H}}{s - j\omega_K} - \frac{y(s) e^{j\varphi_H}}{s + j\omega_K} + \frac{y(s + 2j\omega_K) e^{-j\varphi_H}}{s + j\omega_K} \right) \\ &= -\frac{K_H}{2} \left(\frac{y(s) e^{-j\varphi_H}}{s - j\omega_K} + \frac{y(s) e^{j\varphi_H}}{s + j\omega_K} \right) = -\frac{K_H}{2} \frac{(s + j\omega_K) e^{-j\varphi_H} + (s - j\omega_K) e^{j\varphi_H}}{(s - j\omega_K)(s + j\omega_K)} y(s) \\ &= -\frac{K_H}{2} \frac{s(e^{j\varphi_H} + e^{-j\varphi_H}) - j\omega_K(e^{j\varphi_H} - e^{-j\varphi_H})}{s^2 + \omega_K^2} y(s) = -K_H \frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{s^2 + \omega_K^2} y(s), \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

woraus die Übertragungsfunktion des Reglers

$$\mathbf{G}_H(s) = \frac{u(s)}{-y(s)} = K_H \frac{s \cos \varphi_H + \omega_K \sin \varphi_H}{s^2 + \omega_K^2} \quad (\text{B.8})$$

resultiert.

B.2 Regler der DSK

Die Herleitung des Reglers der DSK als Regler für endliche Einstellzeit (Deadbeat-Regler) erfolgte in Abschnitt 2.3 aufgrund der einfachen Beziehungen direkt im Originalbereich der komplexen Amplituden entsprechenden Signale. Da digitale Regler häufig auf Basis ihrer z -Übertragungsfunktion eingeordnet werden, ist zur Vertiefung diese Herleitung hier noch einmal im Bildbereich angegeben. BRONSTEIN und SEMENDJAJEW (1985) beschreiben die z -Transformation allgemein für komplexwertige Folgen, ohne Einschränkung auf Abtastfolgen mit konstanter Abtastrate. Unter Annahme der z -Transformierbarkeit der Signale u_{oi} , v_{oi} und y_{oi} gilt für deren z -Transformierte

$$u_{oi}(z) = \sum_{\ell=0}^{\infty} u_{oi}(\ell) z^{-\ell}, \quad v_{oi}(z) = \sum_{\ell=0}^{\infty} v_{oi}(\ell) z^{-\ell}, \quad y_{oi}(z) = \sum_{\ell=0}^{\infty} y_{oi}(\ell) z^{-\ell}, \quad (B.9)$$

so dass aus Gleichung (2.15) mit dem Verschiebungssatz der z -Transformation folgt

$$u_{oi}(z) z^{-1} G_p(j\omega_{Ki}) + v_{oi}(z) = y_{oi}(z). \quad (B.10)$$

Als z -Übertragungsfunktion $G_{\tilde{p}_i}(z)$ der Regelstrecke erster Ordnung, bestehend aus Schwingungsgenerierung, linearem Prozess $G_p(s)$ und Schwingungsmessung, resultiert daraus

$$G_{\tilde{p}_i}(z) = \frac{y_{oi}(z) - v_{oi}(z)}{u_{oi}(z)} = z^{-1} G_p(j\omega_{Ki}). \quad (B.11)$$

Für den Entwurf des Deadbeat-Reglers wird die Führungsübertragungsfunktion

$$G_w(z) = z^{-1} \quad (B.12)$$

mit einem Pol im Ursprung vorgegeben und der Modellwert \hat{G}_{p_i} für den Wert $G_p(j\omega_{Ki})$ des Prozessfrequenzgangs an der Kompensationsfrequenz verwendet. Nach ISERMANN (1988a) ist dann die z -Übertragungsfunktion des Kompensationsreglers

$$G_{R_i}(z) = \frac{u_{oi}(z)}{e_{oi}(z)} = \frac{1}{G_{\tilde{p}_i}(z)} \frac{G_w(z)}{1 - G_w(z)} = \frac{1}{z^{-1} G_p(j\omega_{Ki})} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{1}{(1 - z^{-1}) \hat{G}_{p_i}}. \quad (B.13)$$

Durch Umformung folgt daraus

$$u_{oi}(z) = u_{oi}(z) z^{-1} + \frac{e_{oi}(z)}{\hat{G}_{p_i}} \quad (B.14)$$

und nach z -Rücktransformation die mit Gleichung (2.20) übereinstimmende Reglergleichung

$$u_{oi}(\ell) = u_{oi}(\ell - 1) + \frac{e_{oi}(\ell)}{\hat{G}_{p_i}}. \quad (B.15)$$

Die nach Gleichung (B.11) vorhandene Totzeit der Strecke entsteht hauptsächlich durch die Schwingungsmessung zwischen den Regelungsschritten und beträgt (bei Ordnung $r_i = 0,5$) mindestens 0,5 s. Dagegen ist der Prozess gemäß Abschnitt 5.4 bereits nach 0,02 s eingeschwungen. Da die Einschwingzeit des Prozesses nur maximal 4 % des Abstands der Regelungsschritte beträgt, entfällt die Totzeit bei der Wirkung der Kompensation auf den Differenzweg d und man kann näherungsweise annehmen, dass darin enthaltene Schwingungen bereits direkt nach der ersten Schwingungsmessung (unter idealen Annahmen vollständig) kompensiert werden.

B.3 Konvergenzfaktor der DSK

Unter Vernachlässigung von Messfehlern gilt nach Abb. 2.3 für die Regeldifferenz in Regelungsschritt ℓ

$$\mathbf{e}_{oi}(\ell) = \mathbf{w}_{oi}(\ell) - \mathbf{v}_{oi}(\ell) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-1)\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}) \quad (\text{B.16})$$

und in Regelungsschritt $\ell + 1$

$$\mathbf{e}_{oi}(\ell + 1) = \mathbf{w}_{oi}(\ell + 1) - \mathbf{v}_{oi}(\ell + 1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell)\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}). \quad (\text{B.17})$$

Einsetzen der Reglergleichung (2.20) in Gleichung (B.17) ergibt

$$\mathbf{e}_{oi}(\ell + 1) = \mathbf{w}_{oi}(\ell + 1) - \mathbf{v}_{oi}(\ell + 1) - \mathbf{u}_{oi}(\ell-1)\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}) - \frac{\mathbf{e}_{oi}(\ell)}{\hat{\mathbf{G}}_{Pi}}\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}), \quad (\text{B.18})$$

woraus bei stationärer Störung \mathbf{v}_{oi} und konstantem Sollwert \mathbf{w}_{oi} nach Subtraktion von Gleichung (B.16) folgt

$$\mathbf{e}_{oi}(\ell + 1) = \mathbf{e}_{oi}(\ell) - \frac{\mathbf{e}_{oi}(\ell)}{\hat{\mathbf{G}}_{Pi}}\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}) = \mathbf{e}_{oi}(\ell) \left(1 - \frac{\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})}{\hat{\mathbf{G}}_{Pi}} \right). \quad (\text{B.19})$$

Der als Betragsverhältnis der Regeldifferenzen in aufeinanderfolgenden Regelungsschritten definierte Konvergenzfaktor κ_i beträgt nach Gleichung (B.19)

$$\kappa_i = \frac{|\mathbf{e}_{oi}(\ell + 1)|}{|\mathbf{e}_{oi}(\ell)|} = \left| 1 - \frac{\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki})}{\hat{\mathbf{G}}_{Pi}} \right| = \left| \frac{\mathbf{G}_p(j\omega_{Ki}) - \hat{\mathbf{G}}_{Pi}}{\hat{\mathbf{G}}_{Pi}} \right|. \quad (\text{B.20})$$

Er stimmt mit dem Betrag des auf den Modellwert bezogenen relativen Modellfehlers überein. Mit den Gleichungen (2.9) und (2.32) folgt daraus

$$\kappa_i = \left| 1 - \frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} e^{j(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi})} \right| = \left| 1 - \frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} (\cos(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) + j \sin(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi})) \right| \quad (\text{B.21})$$

und mit explizit formulierter Betragsbildung

$$\kappa_i = \sqrt{\left(1 - \frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \cos(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) \right)^2 + \left(\frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \sin(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) \right)^2}. \quad (\text{B.22})$$

Auflösung der quadrierten Summe ergibt

$$\kappa_i = \sqrt{1 - 2 \frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \cos(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) + \left(\frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \cos(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) \right)^2 + \left(\frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \sin(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) \right)^2} \quad (\text{B.23})$$

und ermöglicht mit Identität

$$\cos^2 x + \sin^2 x = 1 \quad (\text{B.24})$$

die Vereinfachung zu

$$\boxed{\kappa_i = \sqrt{1 - 2 \frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \cos(\varphi_{Pi} - \hat{\varphi}_{Pi}) + \left(\frac{K_{Pi}}{\hat{K}_{Pi}} \right)^2}}. \quad (\text{B.25})$$

B.4 Schwingungsmessung bei zeitkontinuierlichen Signalen

B.4.1 Schwingungsmessung mit harmonischer Analyse nach Fourier

Nach BRONSTEIN und SEMENDJAJEW (1985) bezeichnet man die Entwicklung einer periodischen Funktion $x(\varphi)$ mit Periode Φ in ihre Fourier-Reihe

$$x(\varphi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(a_{\nu} \cos \nu \varphi \frac{2\pi}{\Phi} + b_{\nu} \sin \nu \varphi \frac{2\pi}{\Phi} \right) \quad (\text{B.26})$$

als harmonische Analyse. Die Entwicklung $x_n(\varphi)$ lautet bei Abbruch nach Glied n

$$x_n(\varphi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\nu=1}^n \left(a_{\nu} \cos \nu \varphi \frac{2\pi}{\Phi} + b_{\nu} \sin \nu \varphi \frac{2\pi}{\Phi} \right). \quad (\text{B.27})$$

Mit den Fourier-Koeffizienten der Funktion $x(\varphi)$

$$a_{\nu} = \frac{2}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) \cos \nu \varphi \frac{2\pi}{\Phi} d\varphi, \quad \nu \in \mathbb{N}_0 \quad (\text{B.28})$$

$$b_{\nu} = \frac{2}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) \sin \nu \varphi \frac{2\pi}{\Phi} d\varphi, \quad \nu \in \mathbb{N} \quad (\text{B.29})$$

wird der mittlere quadratische Fehler

$$\xi^2 = \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} (x(\varphi) - x_n(\varphi))^2 d\varphi \quad (\text{B.30})$$

minimal, d. h. die Funktion $x_n(\varphi)$ stellt die für n beste Approximation der Funktion $x(\varphi)$ dar. Eine Herleitung dazu findet sich beispielsweise bei CLAUSERT und WIESEMANN (1986).

Die Fourier-Reihe ist auch darstellbar als

$$x(\varphi) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} c_{\nu} e^{j\nu\varphi \frac{2\pi}{\Phi}} \quad (\text{B.31})$$

mit den komplexen Fourier-Koeffizienten

$$c_{\nu} = \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) e^{-j\nu\varphi \frac{2\pi}{\Phi}} d\varphi = \begin{cases} \frac{a_0}{2} & \nu = 0 \\ \frac{a_{\nu} - jb_{\nu}}{2} & \text{für } \nu > 0 \\ \frac{a_{-\nu} + jb_{-\nu}}{2} & \nu < 0 \end{cases}. \quad (\text{B.32})$$

Eine Funktion

$$x(\varphi) = \sum_{i=1}^n y_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{yi}), \quad n \in \mathbb{N}, \quad (\text{B.33})$$

bestehend aus n unterschiedlichen rationalen durch gekürzte Rationalbrüche

$$r_i = \frac{p_i}{q_i}, \quad p_i \in \mathbb{N}, \quad q_i \in \mathbb{N} \quad (\text{B.34})$$

dargestellten Ordnungen, lässt sich mit einer aus dem kleinsten gemeinsamen Vielfachen

(KGV) der Nenner q_i errechneten Periode

$$\Phi = 2\pi \cdot \text{KGV}(q_i) \quad (\text{B.35})$$

in eine Fourier-Reihe nach Gleichung (B.31) entwickeln. Mit Gleichung (B.32) können daher die komplexen Fourier-Koeffizienten \mathbf{c}_ν und damit auch die komplexen Amplituden \mathbf{y}_{oi} der in $x(\varphi)$ enthaltenen Ordnungen r_i berechnet werden. Zu einem gegebenen r_i lautet das entsprechende ν

$$\nu = r_i \cdot \text{KGV}(q_i) = r_i \cdot \frac{\Phi}{2\pi}. \quad (\text{B.36})$$

Einsetzen von Gleichung (B.36) in Gleichung (B.32) ergibt für die komplexe Amplitude \mathbf{y}_{oi} der Ordnung r_i , die nach Anhang A.2 dem doppelten komplexen Fourier-Koeffizienten entspricht,

$$\mathbf{y}_{oi} = 2\mathbf{c}_\nu = \frac{2}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) e^{-j\nu\varphi} d\varphi = \frac{2}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) e^{-jr_i \frac{\Phi}{2\pi} \varphi} d\varphi \quad (\text{B.37})$$

$$\mathbf{y}_{oi} = \frac{2}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) e^{-jr_i \varphi} d\varphi. \quad (\text{B.38})$$

Ist die Funktion $x(\varphi)$ ein gemessenes Signal und sind die Ordnungen r_i bekannt, lassen sich mit Gleichung (B.38) prinzipiell die komplexen Amplituden der enthaltenen Ordnungen berechnen. Abhängig von den Ordnungen r_i kann die Periode Φ jedoch so groß werden, dass die Messung über Φ für die praktische Anwendung zu lange dauert.

Für die Ordnungen aus Tabelle 1.1 dauert die Periode selbst bei 15 000 D/h mit

$$T = \frac{\Phi}{\omega} = \frac{2\pi \cdot 22 \cdot 235}{2\pi \cdot \frac{15\,000\,\text{h}^{-1}}{3\,600\,\text{s/h}}} = 1240,8\,\text{s} \quad (\text{B.39})$$

mehr als zwanzig Minuten, während eine rasche Kompensation Messzeiten im Sekundenbereich erfordert.

Man kann jedoch das Messintervall in Gleichung (B.38) kürzer als die Periode wählen und so einen Schätzwert $\hat{\mathbf{y}}_{oi}$ für die komplexe Amplitude \mathbf{y}_{oi} berechnen, der dann einen systematischen Fehler enthält. Durch die Periodizität von $x(\varphi)$ kann das Messintervall zudem mit beliebigen Winkeln beginnen. Bei Messung von Winkel φ_0 bis Winkel φ_1 resultiert als zeitkontinuierliche Berechnungsgleichung der komplexen Amplitude

$$\boxed{\hat{\mathbf{y}}_{oi} = \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) e^{-jr_i \varphi} d\varphi.} \quad (\text{B.40})$$

B.4.2 Schwingungsmessung mit orthogonaler Korrelation

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Parameter einer im Messsignal $x(\varphi)$ enthaltenen Schwingung

$$y_i(\varphi) = y_{oi} \cos(r_i \varphi + \alpha_{yi}) = y_{ai} \cos r_i \varphi + y_{bi} \sin r_i \varphi \quad (\text{B.41})$$

der Ordnung $r_i > 0$ ist mit orthogonaler Korrelation. Dieses von ISERMANN (1988b) zur Frequenzgangmessung beschriebene Verfahren wurde hier in Anlehnung an SCHNEIDER (1996) zur Messung winkelbezogener Schwingungen modifiziert, um den Anforderungen der Aufgabe gerecht zu werden. Für konstante Winkelgeschwindigkeiten sind zeit- und winkelbezogene Darstellungen äquivalent.

Die Kreuzkorrelationsfunktion $\phi_{hx}(\tau)$ zwischen einer Referenzschwingung

$$h(\varphi) = \cos r_i \varphi \quad (\text{B.42})$$

und dem gemessenen Signal $x(\varphi)$ lautet nach HÄNSLER (1983)

$$\phi_{hx}(\tau) = E\{h(\varphi - \tau)x(\varphi)\} = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} h(\varphi - \tau)x(\varphi) d\varphi = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) \cos r_i(\varphi - \tau) d\varphi. \quad (\text{B.43})$$

Betrachtet werde das Signal

$$x(\varphi) = \sum_{v=1}^n (y_{av} \cos r_v \varphi + y_{bv} \sin r_v \varphi) \quad (\text{B.44})$$

mit $n \geq 0$ überlagerten Schwingungen verschiedener Ordnungen $r_v > 0$. Da nach den Orthogonalitätsrelationen das Integral über das Produkt von Winkelfunktionen verschiedener Ordnung sowie von Sinus und Kosinus der gleichen Ordnung endlich bleibt (CLAUSERT, 1986), erhält man für die Kreuzkorrelationsfunktion an den beiden Stellen 0 und $\frac{\pi}{2r_i}$

$$\begin{aligned} \phi_{hx}(0) &= E\{h(\varphi)x(\varphi)\} = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) \cos r_i \varphi d\varphi = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} y_{ai} \cos^2 r_i \varphi d\varphi \\ &= \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{y_{ai}}{\Phi} \left[\frac{1}{2} \varphi + \frac{1}{4r_i} \sin 2r_i \varphi \right]_{-\Phi/2}^{\Phi/2} = \frac{y_{ai}}{2} \end{aligned} \quad (\text{B.45})$$

$$\begin{aligned} \phi_{hx}\left(\frac{\pi}{2r_i}\right) &= E\left\{h\left(\varphi - \frac{\pi}{2r_i}\right)x(\varphi)\right\} = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) \cos r_i\left(\varphi - \frac{\pi}{2r_i}\right) d\varphi = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} x(\varphi) \sin r_i \varphi d\varphi \\ &= \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{-\Phi/2}^{\Phi/2} y_{bi} \sin^2 r_i \varphi d\varphi = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{y_{bi}}{\Phi} \left[\frac{1}{2} \varphi - \frac{1}{4r_i} \sin 2r_i \varphi \right]_{-\Phi/2}^{\Phi/2} = \frac{y_{bi}}{2}. \end{aligned} \quad (\text{B.46})$$

Daraus folgt, dass sich Real- und Imaginärteil der komplexen Amplitude auf einfache Weise aus der Kreuzkorrelationsfunktion $\phi_{hx}(\tau)$ an zwei Stellen berechnen lässt:

$$y_{ai} = 2\phi_{hx}(0) \quad (\text{B.47})$$

$$y_{bi} = 2\phi_{hx}\left(\frac{\pi}{2r_i}\right). \quad (\text{B.48})$$

Die Messung der Kreuzkorrelationsfunktion $\phi_{hx}(\tau)$ kann nur für Intervalle endlicher Länge Φ erfolgen. Aus den Gleichungen (B.45) und (B.46) ergeben sich bei einem Messintervall vom Winkel φ_0 bis zum Winkel φ_1 als zeitkontinuierliche Berechnungsgleichungen der Fourier-Koeffizienten

$$\hat{y}_{ai} = \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) \cos r_i \varphi d\varphi \quad (\text{B.49})$$

$$\hat{y}_{bi} = \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) \sin r_i \varphi d\varphi . \quad (\text{B.50})$$

Als zeitkontinuierliche Berechnungsgleichung der komplexen Amplitude folgt mit Gleichung (A.17) daraus

$$\begin{aligned} \hat{y}_{oi} &= \hat{y}_{ai} - j\hat{y}_{bi} \\ &= \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) (\cos r_i \varphi - j \sin r_i \varphi) d\varphi \\ &= \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) (\cos(-r_i \varphi) + j \sin(-r_i \varphi)) d\varphi \end{aligned} \quad (\text{B.51})$$

$$\hat{y}_{oi} = \frac{2}{\varphi_1 - \varphi_0} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} x(\varphi) e^{-jr_i \varphi} d\varphi . \quad (\text{B.52})$$

Die nach orthogonaler Korrelation hergeleitete zeitkontinuierliche Berechnungsgleichung (B.52) der komplexen Amplitude stimmt mit der nach harmonischer Analyse hergeleiteten Berechnungsgleichung (B.40) überein.

B.5 Schwingungsmessung bei zeitdiskreten Signalen

Bei zeitdiskreten Systemen ist das Messsignal $x(\varphi)$ nur zu diskreten Abtastzeitpunkten bekannt. Als Näherung zur numerischen Berechnung der Gleichung (B.52) eignet sich dann die *zeitdiskrete Berechnungsgleichung der komplexen Amplitude*

$$\hat{y}_{oi} = \frac{2}{\varphi(k_1) - \varphi(k_0)} \sum_{k=k_0+1}^{k_1} x(k) e^{-j r_i \varphi(k)} (\varphi(k) - \varphi(k-1)) \quad (\text{B.53})$$

mit dem Winkel $\varphi(k)$ zum Abtastzeitpunkt kT_0 , der abkürzenden Schreibweise $x(k) = x(\varphi(k))$ sowie den Integrationsgrenzen $\varphi(k_0) = \varphi_0$ und $\varphi(k_1) = \varphi_1$. Man erhält sie durch Approximation des Integranden in Gleichung (B.52) mit voreilender Stufenfunktion¹, entsprechend ISERMANN (1988a). Gleichung (B.53) lässt sich als mit einem Faktor multiplizierte winkelbezogene Variante der von STEARNS und HUSH (1999) beschriebenen DFT interpretieren.

Um zur Vermeidung von Fehlern gemäß Abschnitt 3.3 genau über definierte Längen $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls zu integrieren, ist im zeitdiskreten Fall bei Beginn der Summation zum Winkel $\varphi_0 = \varphi(k_0)$ der Winkel φ_1 vorgegeben. Abhängig von Abtastzeit und Verlauf der Winkelgeschwindigkeit fällt der Winkel φ_1 jedoch im Allgemeinen nicht genau auf einen Abtastzeitpunkt $k_1 T_0$, und eine geforderte Länge $\varphi_1 - \varphi_0$ des Messintervalls ist durch geeignete Wahl von k_1 allenfalls näherungsweise erreichbar. Gleichung (3.7) gibt Aufschluss über die dabei entstehenden Messfehler, welche vor allem bei großen Abtastzeiten in Verbindung mit kurzen Messintervallen stören können.

Für konstante Winkelgeschwindigkeit vereinfacht sich mit

$$\Delta\varphi = \varphi(k) - \varphi(k-1) \quad (\text{B.54})$$

Gleichung (B.53) zu

$$\hat{y}_{oi} = \frac{2}{(k_1 - k_0) \Delta\varphi} \sum_{k=k_0+1}^{k_1} x(k) e^{-j r_i \varphi(k)} \Delta\varphi = \frac{2}{k_1 - k_0} \sum_{k=k_0+1}^{k_1} x(k) e^{-j r_i \varphi(k)} \quad (\text{B.55})$$

Da die Breite der Stufen in diesem Fall gleich bleibt, lässt sich durch Approximation des Integranden mit nacheilender Stufenfunktion die Messung bereits einen Abtastzeitpunkt früher abschließen. Damit lautet die *zeitdiskrete Berechnungsgleichung der komplexen Amplitude für konstante Winkelgeschwindigkeit*

$$\hat{y}_{oi} = \frac{2}{k_1 - k_0} \sum_{k=k_0}^{k_1-1} x(k) e^{-j r_i \varphi(k)} \quad (\text{B.56})$$

Sofern $x(k)$ periodisch ist und die Messung einer harmonischen Signalkomponente über ganze Perioden erfolgt, gilt

$$x(k_0) e^{-j r_i \varphi(k_0)} = x(k_1) e^{-j r_i \varphi(k_1)} \quad (\text{B.57})$$

und die Gleichungen (B.55) und (B.56) stimmen überein. Da die Summe in Gleichung (B.56) der DFT (STEARNS und HUSH, 1999) entspricht, gelten deren Eigenschaften deshalb sowohl für Gleichung (B.56) als auch für Gleichung (B.55) und die bei konstanter Winkelgeschwindigkeit äquivalente Gleichung (B.53).

¹ Die Approximation mit nacheilender Stufenfunktion brächte hier keinen Vorteil, würde jedoch zusätzlich die Speicherung des vorhergehenden Messwerts $x(k-1)$ erforderlich machen.

Literaturverzeichnis

- ARIMOTO, S., S. KAWAMURA und F. MIYAZAKI: Bettering Operation of Robots by Learning. Journal of Robotic Systems, Vol. 1, No. 2, pp. 123 - 140, 1984.
- BODSON, M., A. SACKS und P. KHOSLA: Harmonic Generation in Adaptive Feedforward Cancellation Schemes. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 9, pp. 1939 - 1944, September 1994.
- BRONSTEIN, I.N. und K.A. SEMENDJAJEW: Taschenbuch der Mathematik. Verlag Harri Deutsch, Thun, 1985.
- BROBERG, H.L. und R.G. MOLYET: Reduction of Repetitive Errors in Tracking of Periodic Signals: Theory and Application of Repetitive Control. 1st IEEE Conference on Control Applications, Vol. 2, pp. 1116 - 1121, 1992.
- BROBERG, H.L. und R.G. MOLYET: A New Approach to Phase Cancellation in Repetitive Control. Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 3, pp. 1766 - 1770, 1994.
- BROSCH, P.F.: Drehzahlvariable Drehstromantriebe. Elektrotechnik für die Automatisierung 7, S. 57, 1999.
- CAO, Z. und G.F. LEDWICH: Adaptive Repetitive Control to Track Variable Periodic Signals with Fixed Sampling Rate. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 7, No. 3, pp. 378 - 384, September 2002.
- CHEW, K.-K. und M. TOMIZUKA: Digital Control of Repetitive Errors in Disk Drive Systems. IEEE Control Systems Magazine 10, pp. 16 - 20, January 1990a.
- CHEW, K.-K. und M. TOMIZUKA: Steady-State and Stochastic Performance of a Modified Discrete-Time Prototype Repetitive Controller. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 112, No. 1, pp. 35 - 41, March 1990b.
- COSNER, C., G. ANWAR und M. TOMIZUKA: Plug In Repetitive Control for Industrial Robotic Manipulators. Proceedings of the 1990 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 2, pp. 1970 - 1975, May 1990.
- CLARKE, R.: Verfahren zur Kompensierung von Walzen-Unrundheiten an Walzwerken, sowie Walzwerk zur Ausführung des Verfahrens. Deutsche Patentanmeldung 2 416 867, Erfinder: Robin Clarke, Anmelder: Davy-Loewy Ltd, Offenlegung Oktober 1974.
- CLAUSERT, H. und G. WIESEMANN: Grundgebiete der Elektrotechnik 2: Wechselströme, Leitungen, Anwendungen der Laplace- und der Z-Transformation, 2. Auflage. R. Oldenbourg Verlag, München Wien 1986.
- CRUDELE, M. und T.R. KURFESS: Implementation of a fast tool servo with repetitive control for diamond turning. Mechatronics, Elsevier Science Ltd, Vol. 13, No. 3, pp. 243 - 257, April 2003.
- CURTELIN, G., B. CARON und H. SAARI: A Specific Repetitive Control Algorithm for Continuous and Digital Systems: Study and Application. International Conference on Control, Control '94, Vol. 1, pp. 634 - 639, March 1994.
- DÖTSCH, H.G.M., H.T. SMAKMAN, P.M.J. VAN DEN HOF und M. STEINBUCH: Adaptive Repetitive Control of a Compact Disc Mechanism. Proceedings of the 34th IEEE Conference on Decision & Control, Vol. 2, pp. 1720 - 1725, December 1995.

- DRESIG, H.: Schwingungen mechanischer Antriebssysteme: Modellbildung, Berechnung, Analyse, Synthese. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2001.
- DRESIG, H. und L. ROCKHAUSEN: Aufgabensammlung Maschinendynamik. Fachbuchverlag, Leipzig Köln, 1994.
- DTV: dtv-Atlas zur Mathematik, Band 1: Grundlagen, Algebra und Geometrie, 6. Auflage. Deutscher Taschenbuch Verlag, München 1984.
- DTV: dtv-Lexikon in 20 Bänden, Band 16: Sai-Sid. Deutscher Taschenbuch Verlag, München 1992.
- EDWARDS, W.J., G.C. GOODWIN und P.J. THOMAS: A Multi-Roll Eccentricity Controller for Strip Rolling Mills. The 3rd Conference on Control Engineering, Sydney, Australia, pp. 127 - 132, May 1986.
- EDWARDS, W.J., P.J. THOMAS und G.C. GOODWIN: Roll Eccentricity Control for Strip Rolling Mills. Preprints of the 10th IFAC World Congress, Munich, Germany, Vol. 2, pp. 200 - 211, July 1987.
- EDWARDS, W.J., P.J. THOMAS, G. GÓMEZ und G.C. GOODWIN: A Review of Thickness Control on Reversing Cold Rolling Mills. Control 95 Preprints, Melbourne, Australia, Vol. 1, pp. 129 - 134, October 1995.
- FASSNACHT, J. und P. MUTSCHLER: Der PC als Echtzeit-Regelungsrechner in der Entwicklungsphase neuer Antriebsregelungen. Tagungsband SPS/IPC/DRIVES '99, Nürnberg, Hüthig GmbH Heidelberg, S. 783 - 792, November 1999.
- FASSNACHT, J. und P. MUTSCHLER: Vergleich zwischen einem PI-Drehzahl- und einem PI-Zustandsregler zur aktiven Dämpfung mechanischer Schwingungen. Tagungsband SPS/IPC/DRIVES '02, Nürnberg, Hüthig Verlag Heidelberg, S. 813 - 821, November 2002.
- FRANCIS, B.A. und W.M. WONHAM: The Internal Model Principle of Control Theory. Automatica, Vol. 12, pp. 457 - 465, 1976.
- FUKUDA, S. und Y. TAKEHITO: Investigation of Current Controller for Single Phase PWM Converters based on the Internal Model Principle. CD-ROM Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '99, Lausanne, Switzerland, September 1999.
- GARIMELLA, S.S. und K. SRINIVASAN: Application of Repetitive Control to Eccentricity Compensation in Rolling. Proceedings of the American Control Conference, Baltimore, Maryland, Vol. 3, pp. 2904 - 2908, June 1994.
- GOODWIN, G.C.: Industrial Control: Set-Points for 2010. Proceedings of the UKAAC International Conference on Control '98, pp. 1 - 10, September 1998.
- GRÜTZMACHER, B., S. MAIER und M. NÖLL: Mehrmotorenantrieb und Verfahren zum Antreiben einer Druckmaschine. Deutsche Patentanmeldung DE 102 12 534 A1, Erfinder: Dr. Bertold Grützmacher, Dr. Stefan Maier und Matthias Nöll, Anmelder: Heidelberger Druckmaschinen AG, Offenlegung Februar 2003.
- GUGLIELMO, K. und N. SADEGH: Experimental Evaluation of a New Robot Learning Controller. Proceedings of the 1991 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Sacramento, California, Vol. 1, pp. 734 - 739, April 1991.

- HALLAMASEK, K., C. FINCHER und M. TOMIZUKA: An Experimental Sector Servo System for a Rotary Head Tape Recorder. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, No. 5, pp. 2907 - 2909, September 1992.
- HANSELMANN, H.: Beschleunigte Mechatronik-Entwicklung durch Rapid Control Prototyping und Hardware-in-the-Loop-Simulation. at-Automatisierungstechnik, Jahrgang 46, Heft 3, S. 113 - 119, März 1998.
- HÄNSLER, E.: Grundlagen der Theorie statistischer Signale. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1983.
- HARA, S., Y. YAMAMOTO, T. OMATA und M. NAKANO: Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 33, No. 7, pp. 659 - 668, July 1988.
- HATTORI, S., M. ISHIDA und T. HORI: Vibration Suppression Control Method for PMSM Utilizing Repetitive Control with Auto-tuning Function and Fourier Transform. IECON '01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 3, pp. 1673 - 1679, 2001.
- HILLERSTRÖM, G. und J. STERNBY: Repetitive Control Using Low Order Models. Proceedings of the American Control Conference, Baltimore, Maryland, Vol. 2, pp. 1873 - 1878, June 1994.
- HILLERSTRÖM, G.: Adaptive Suppression of Vibrations – A Repetitive Control Approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 1, pp. 72 - 78, January 1996.
- HIPPE, P. und C. WURMTHALER: Zustandsregelung, Theoretische Grundlagen und anwendungsorientierte Regelungskonzepte. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York Tokyo, 1985.
- INOUE, T., M. NAKANO, T. KUBO, S. MATSUMOTO und H. BABA: High Accuracy Control of a Proton Synchrotron Magnet Power Supply. 8th IFAC World Congress, Kyoto, Japan, published by Pergamon Press for IFAC, pp. 3137 - 3142, 1981.
- ISERMANN, R.: Digitale Regelsysteme, Band II: Stochastische Regelungen, Mehrgrößenregelungen, Adaptive Regelungen, Anwendungen, 2. Auflage. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York London Paris Tokyo, 1987.
- ISERMANN, R.: Digitale Regelsysteme, Band I: Grundlagen, Deterministische Regelungen, 2. Auflage. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York London Paris Tokyo, 1988a.
- ISERMANN, R.: Identifikation dynamischer Systeme, Band I: Frequenzgangmessung, Fourieranalyse, Korrelationsanalyse, Einführung in die Parameterschätzung. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York London Paris Tokyo, 1988b.
- ISERMANN, R.: Mechatronische Systeme: Grundlagen. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1999.
- JAMES, C. und N. SADEGH: Synthesis and Stability of a Multirate Repetitive Learning Controller. Proceedings of the American Control Conference, San Diego, California, Vol. 1, pp. 358 - 362, June 1999.
- KATAYAMA, T., M. OGAWA und M. NAGASAWA: High-Precision Tracking Control System for Digital Video Disk Players. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 41, No. 2, pp. 313 - 321, May 1995.

- KEMPF, C., W. MESSNER, M. TOMIZUKA und R. HOROWITZ: Comparison of Four Discrete-Time Repetitive Control Algorithms. IEEE Control Systems Magazine, Vol. 13, No. 6, pp. 48 - 54, December 1993.
- KUGI, A., W. HAAS, K. SCHLACHER, K. AISTLEITNER, H. FRANK und G.W. RIGLER: Active Compensation of Roll Eccentricity in Rolling Mills. The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 33rd IAS Annual Meeting, pp. 2199 - 2206, October 1998.
- LANGARI, A.: Sampled-Data Repetitive Control Systems. Thesis, University of Toronto, 1997.
- LI, Y., G.T.-C. CHIU und L.G. MONGEAU: Dual-Driver Standing Wave Tube: Acoustic Impedance Matching with Robust Repetitive Control. Proceedings of the 2002 American Control Conference, Anchorage, AK, Vol. 5, pp. 3771 - 3776, May 2002.
- LUDWICK, S.J., D.A. CHARGIN, J.A. CALZARETTA und D.L. TRUMPER: Calibration and Control of a Rotary Fast Tool Servo. Proceedings of ASPE 14th Annual Conference, Monterey, CA, October 1999.
- LUH, W.: Mathematik für Naturwissenschaftler II: Analysis im Komplexen, Differentialgleichungen, Lineare Algebra, Mehrdimensionale Integrationen, 2. Auflage. Aula-Verlag, Wiesbaden, 1985.
- LUNZE, J.: Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen, 3. Auflage. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2001.
- LUNZE, J.: Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung, 2. Auflage. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2002.
- MANAYATHARA, T.J., T.-C. TSAO, J. BENTSMAN und D. ROSS: Rejection of Unknown Periodic Load Disturbances in Continuous Steel Casting Process Using Learning Repetitive Control Approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 3, pp. 259 - 265, May 1996.
- MATHWORKS: Using MATLAB, Version 6. The Mathworks, Inc., Natick, MA, 2000.
- MERZ, M. und O. KOCH: Verfahren und Vorrichtung zur Tilgung der Drehschwingungen einer Druckmaschine. Deutsche Patentanmeldung DE 199 14 613 A1, Erfinder: Dr. Michael Merz und Oliver Koch, Anmelder: Heidelberger Druckmaschinen AG, Offenlegung Oktober 2000.
- MESSNER, W., R. HOROWITZ, W.-W. KAO und B. BOALS: A New Adaptive Learning Rule. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, No. 2, pp. 188 - 197, February 1991.
- MESSNER, W. und M. BODSON: Design of Adaptive Feedforward Algorithms Using Internal Model Equivalence. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 9, pp. 199 - 212, 1995.
- MESSNER, W.C. und C.J. KEMPF: Zero Placement for Designing Discrete-Time Repetitive Controllers. Control Engineering Practice, Elsevier Science Ltd, Vol. 4, No. 4, pp. 563 - 569, 1996.
- NAKAZATO, Y., F. YANAGISHIMA, T. TAMIYA, T. TESHIBA, H. KUGUMINATO, T. ARAKI und S. FUJIWARA: Improvements in Cold Rolling of Extra-thin Gage Strip. Kawasaki Steel Technical Report, No.7, pp. 44 - 54, March 1983.

- NÖLL, M.: Verfahren zur Kompensation mechanischer Schwingungen in Maschinen. Deutsche Patentanmeldung DE 101 49 525 A1, Erfinder: Matthias Nöll, Anmelder: Heidelberger Druckmaschinen AG, Offenlegung Mai 2002a.
- NÖLL, M.: Verfahren zur Kompensation mechanischer Schwingungen in Maschinen. Europäische Patentanmeldung EP 1 202 147 A2, Erfinder: Matthias Nöll, Anmelder: Heidelberger Druckmaschinen AG, Offenlegung Mai 2002b.
- RECKNAGEL, A.: Physik – Schwingungen und Wellen, Wärmelehre, 16. Auflage. Verlag Technik GmbH Berlin, 1990.
- ROGERS, E. und D.H. OWENS: Repetitive Control Systems Theory Applied to Mining Systems. Proceedings of the 3rd IEEE Conference on Control Applications, Vol. 2, pp. 1471 - 1472, 1994.
- SATO, H., T. SUENO, T. TOYAMA, M. MIKAWA, T. TODA und S. MATSUMOTO: High Accuracy Magnet Power Supply for Proton Synchrotron by Repetitive Control. 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '91 Record, pp. 812 - 816, 1991.
- SCHMIDT, G.: Parametererregte Schwingungen. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1975.
- SCHNEIDER, M.: Verfahren zur selbstregulierenden Kompensation der Auswirkung des ungleichmäßigen Rundlaufs einer Rolle. Deutsche Patentanmeldung DE 196 14 300 A1, Erfinder: Manfred Schneider, Anmelder: ABB Patent GmbH, Offenlegung Oktober 1996.
- SHE, J.-H. und M. NAKANO: Elimination of Position-Dependent Disturbances in Constant-Speed-Rotation Control Systems – A Nonlinear Compensation Approach. Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control, Kobe, Japan, Vol. 3, pp. 2701 - 2706, December 1996.
- SIDMAN, M.D.: Convergence Properties of an Adaptive Runout Correction System for Disk Drives. Advances in Information Storage Systems, ASME Press, Vol. 1, pp. 61 - 78, 1991.
- SMITH, C. und M. TOMIZUKA: Shock Rejection for Repetitive Control using a Disturbance Observer. Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 3, pp. 2503 - 2504, December 1996.
- SPIEGEL, N.: Form- und reibschlüssige Antriebe in Druckwerken und ihr Zusammenwirken. Dissertation am Institut für Druckmaschinen und Druckverfahren, Darmstadt, 1982.
- STEARNS, S.D. und D.R. HUSH: Digitale Verarbeitung analoger Signale, 7. Auflage. R. Oldenbourg Verlag, München Wien, 1999.
- STEINBUCH, M.: Repetitive control for systems with uncertain period-time. Automatica, Vol. 38, No. 12, pp. 2103 - 2109, December 2002.
- STEVENS, A.J. und S. Y. LIANG: Runout Rejection in End Milling Through Two-Dimensional Repetitive Force Control. Mechatronics, Elsevier Science Ltd, Vol. 5, No. 1, pp. 1 - 13, February 1995.
- TAO, K.M., R.L. KOSUT und M. EKBLAD: Feedforward Learning – Nonlinear Processes and Adaptation. Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 2, pp. 1060 - 1065, December 1994.

- TEOH, E.K., G.C. GOODWIN, W.J. EDWARDS und R.G. DAVIES: An Improved Strip Thickness Controller for a Rolling Mill. Preprints of the 9th IFAC World Congress, Budapest, Hungary, Vol. 3, pp. 144 - 149, July 1984.
- TESCHNER, H.: Offsetdrucktechnik, 10. Auflage. Fachschriften-Verlag, 1997.
- TESSMANN, U.: Experimentelle und rechnerische Schwingungsanalyse an Druckmaschinen. Handbuch der Printmedien: Technologien und Produktionsverfahren. Herausgeber H. KIPPAN, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, S. 1105 - 1107, 2000.
- TOMIZUKA, M.: Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 109, No.1, pp. 65 - 68, March 1987.
- TOMIZUKA, M., T.-C. TSAO und K.-K. CHEW: Analysis and Synthesis of Discrete-Time Repetitive Controllers. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 111, No. 3, pp. 353 - 358, September 1989.
- TOMIZUKA, M. und C. KEMPF: Design of Discrete Time Repetitive Controllers with Applications to Mechanical Systems. Preprints of the 11th IFAC World Congress, Tallinn, Estonia, U.S.S.R., pp. 234 - 239, August 1990.
- TSAO, T.-C. und M. TOMIZUKA: Adaptive And Repetitive Digital Control Algorithms for Noncircular Machining. Proceedings of the American Control Conference, Atlanta, GA, Vol. 1, pp. 115 - 120, June 1988.
- UNBEHAUEN, H.: Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, 9. Auflage. Vieweg Verlag, Braunschweig/Wiesbaden, 1997.
- WESSELAK, V., N. KLAASSEN und F. BAUER: Application of a Self-Learning Observer for Disturbance Compensation in Drive Control. PCIM '99-CD-ROM-Proceedings, Power Conversion & Intelligent Motion, Nuremberg, Germany, June 1999.
- WIESE, H.: Antriebsdynamische Untersuchungen an Bogenoffsetdruckmaschinen. Schwingungen in Antrieben '98, VDI-Tagung in Frankenthal, VDI Berichte 1416, S. 105 - 118, September 1998.
- XU, L. und B. YAO: Adaptive Robust Repetitive Control of A Class of Nonlinear Systems in Normal Form with Applications to Motion Control of Linear Motors. 2001 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics Proceedings, Como, Italy, Vol. 1, pp. 527 - 532, July 2001.
- YAMAMOTO, Y.: Learning Control and Related Problems in Infinite-Dimensional Systems. Essays on Control: Perspectives in the Theory and its Applications, Editors H.L. Trentelman and J.C. Willems, pp. 191 - 222, Birkhäuser, 1993.
- YAN, T.H. und R.M. LIN: Discrete-Time Sliding Mode Repetitive Control for Track-Following of Optical Disk Drives. Digest of the Asia-Pacific Magnetic Recording Conference, pp. TU-P-24-01 - TU-P-24-02, 2002.
- ZHOU, K. und D. WANG: Digital Repetitive Controlled Three-Phase PWM Rectifier. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Matthias Nöll
 Geburtsdatum: 21.6.1966
 Geburtsort: Darmstadt
 Familienstand: verheiratet, 3 Kinder

Ausbildung und Berufstätigkeit

1972 - 1976 *Grundschule*
 Carl-Ulrich-Schule in Weiterstadt

1976 - 1985 *Gymnasium*
 Justus-Liebig-Schule in Darmstadt
 Abschluss mit Abitur

1985 - 1986 *Grundwehrdienst*
 Flugabwehrregiment 5 in Lorch am Rhein

1986 - 1991 *Studium der Elektrotechnik, Studienrichtung Regelungstechnik*
 Technische Hochschule Darmstadt
 Abschluss als Diplom-Ingenieur

1992 - 1994 *Tätigkeit als Systemingenieur*
 Geschäftsfeld Automatisierungstechnik der AEG Aktiengesellschaft in Frankfurt am Main

1995 - 1997 *Tätigkeit als Systemingenieur*
 Cegelec AEG Anlagen und Antriebssysteme GmbH in Frankfurt am Main

1997 - 2002 *Wirtschaftswissenschaftliches Zusatzstudium für Ingenieure und Naturwissenschaftler*
 FernUniversität – Gesamthochschule in Hagen
 Abschluss als Diplom-Wirtschaftsingenieur

seit 1997 *Tätigkeit als Entwicklungsingenieur*
 Vorentwicklung der Heidelberger Druckmaschinen AG in Heidelberg

Index

- Adaptive Control 19
- Adaptive Feedforward Cancellation 19, **24**
- adaptive Steuerung 19
- AFC 19, **24**
- Amplitudengang 80
- Banddickenregelung 20
- Bandwalzwerk 20
- Betterment Process 18
- Bogenpasser 7
- D/h 4
- DFT 9
- DSK 28
- Einrichten 98
- Fortdruck 61
- Frequenzgang 30, 80, 114
- Frequenzspektrum 12
- gesteuerter Einschwingvorgang 76, **78**
- halbe Ordnungen 14
- heteronome Schwingung 2
- Identifikation 34, 59
- Inneres-Modell-Prinzip 22, 63
- Internal Model Principle 22
- iterativ lernende Regelung 18
- Iterative Learning Control 18
- KGV 47, 48
- Kompensationsfrequenz 11
- Kompensationskreisfrequenz 11
- Kompensationsordnung 11
- Kompensationsparameter 30
- Kompensationsschwingung 29
- Kompensator 22, 64
- komplexe Amplitude 28, **111**
- Konvergenzfaktor **37**, 118
- Learning Control 18
- Leitwinkel 28
- lernende Regelung 18
- Maschinenwinkel 7
- Maschinenwinkel der Bogenübergabe 7
- Messsignal 42
- Nyquistfrequenz 24
- ohne ganze Ordnungen 9
- Ordnung einer Schwingung 3
- Ordnungsdiagramm 13
- Ordnungsspektrum 9
- Periodic Averaging Filter 54
- periodische Subtraktion 50
- Phasengang 80
- Positionsfehler 15
- Prozesseinschwingzeit 87
- Prozessparameter 30
- Referenzprozess 15
- Referenzwinkel 28
- Regelgröße 11
- Regelungsschritt 27
- Register 3
- Repetitive Control 19
- Repetitive Learning Control 19
- Schwebung 49
- Schwingung 2, 110
- SISOLTI 28, 115
- SKIM 63
- Standardabweichung 8
- Störbeobachter 22
- Störung 11
- Störungsparameter 30
- Übergabepasser 2
- Umdrehung 8
- Verbesserungsprozess 18
- Wasserfalldiagramm 12
- Wurzelortskurve 66
- Zweier-Rhythmus 94
- Zylinder n 5
- Zylinderpasser 7